

Stefan Kriwanek

**Entwurf eines Drahtlos-Sensornetzwerkes unter
Nutzung von "Energy-Harvesting" Komponenten**

eingereicht als

DIPLOMARBEIT

an der

HOCHSCHULE MITTWEIDA

UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES

IT & ET

Fakultät Informationstechnik & Elektrotechnik

Erstprüfer: Prof. Dr.-Ing. Olaf Hagenbruch

Zweitprüfer: Dipl.-Ing. Heiko Polster

Vorgelegte Arbeit wurde verteidigt am: _____

Bibliographische Beschreibung

Kriwanek, Stefan:

Thema:

Entwurf eines Drahtlos-Sensornetzwerk unter Nutzung von "Energy-Harvesting"
Komponenten

Veröffentlichungsjahr: 2010

Seitenanzahl: 133

Diplomarbeit an der Fakultät Informationstechnik & Elektrotechnik,
der Hochschule Mittweida.

Referat

Ziel der Diplomarbeit ist der Entwurf eines Drahtlos-Messsystems zur Messwerterfassung von einem oder mehreren verteilten Messpunkten, „sog. RF-Nodes“, durch Nahbereich Funk und Übertragung an ein Steuersystem via einem „sog. RF-Gateway“.

Die „RF-Nodes“ verfügen zusätzlich über eine autarke Energieversorgung. Es werden die Möglichkeiten zum Einsatz von geeigneten „Energy-Harvesting“ Systemen aufgezeigt.

Nach Durchführung einer „Stand der Technik“- Recherche wird ein elektrisches Konzept zur Realisierung des Drahtlos-Netzwerkes sowie der Energy-Harvesting Komponente erstellt.

Dieses System wird im Laborumfeld aufgebaut. Die Basisfunktion wird anhand dieses Prototypen verifiziert und optimiert.

I. Inhaltsverzeichnis

I. Inhaltsverzeichnis	3
II. Abbildungsverzeichnis	6
II.a Abbildungen	6
II.b Formeln	8
II.c Tabellen	9
III. Abkürzungsverzeichnis	10
1 Einleitung – Motivation	11
2 Stand der Technik	13
2.1 Prinzipaufbau eines Energy-Harvesting Systems	14
2.2 Recherche „Energy-Harvesting Generatoren“	15
2.2.1 Klassifizierung	15
2.2.2 Thermoelektrische Energy-Harvester	18
2.2.3 Piezo- elektrische Energy-Harvester	23
2.2.4 Elektromagnetische Energy-Harvester	26
2.2.5 Photovoltaische Energy-Harvester	33
2.3 Recherche „Low Power Temperaturmessung“	35
2.3.1 Digitale Temperaturmessung (DS18B20)	35
2.3.2 Analoge Temperaturmessung (PT1000 und AD7792)	36
2.3.3 Gegenüberstellung	37
2.4 Recherche DC/DC-Wandlung	39
2.4.1 DC/DC Wandler für TEGs	39
2.4.2 AC/DC Wandler für piezo- und elektromagnetische Generatoren	43
2.4.3 DC/DC MPP Regler für photovoltaische Arrays	44
2.5 Recherche Energiespeicherung	45
2.5.1 Doppelschichtkondensatoren	45
2.5.2 Li-Ion-Akkumulatoren	46
2.5.3 Gegenüberstellung von Energiespeichertechnologien	47
2.6 Recherche „Low Power RF-Übertragung im Nahbereich“	48
2.6.1 Allgemeines	48
2.6.2 SOC's	49
2.6.3 Low Power-Mikroprozessoren	50
2.6.4 Low Power RF-Transceiver	55

2.6.5	Antennen	58
2.7	Anwendungs-Beispiele	62
2.7.1	TI's eZ430-Chronos Sportuhr	62
2.7.2	Micropelt's TE Power Bolt	63
2.7.3	EnOcean's PTM200	64
2.8	Zusammenfassung der Rechercheergebnisse	65
2.8.1	Energy-Harvesting – Generatoren	65
2.8.2	DC/DC Wandlung	67
2.8.3	Low Power Temperaturmessung	69
2.8.4	Energiespeicherung	70
2.8.5	Low Power RF Übertragung im Nahbereich	71
2.8.6	Antennen	72
3	Präzisierung der Aufgabenstellung	73
3.1	Beschränkung auf eine konkrete Aufgabenstellung	73
3.2	Definition der Zielfunktion	74
3.2.1	RF-Node	74
3.2.2	RF-Gateway	74
3.3	Definition der Zielparameter	75
3.4	Randbedingungen	75
3.5	„Nicht“ Ziele	75
4	Systemkonzept	76
4.1	Allgemeines	76
4.2	System Konzept – RF-Node	76
4.2.1	Energy-Harvester	78
4.2.2	Energy Storage	81
4.2.3	Power Management	82
4.2.4	Low Power Spannungsmessung	86
4.2.5	RF Frontend	89
4.2.6	Stromverbrauchsabschätzung	90
4.2.7	Anforderungen an die Software	94
4.2.8	Stromprofil – Reale Werte	95
4.3	Systemkonzept – RF-Gateway	97
4.3.1	Komponentenauswahl	98
4.3.2	Anforderungen an die Software	98

5	Hardware: Entwicklung - Realisierung / Prototyp.....	99
5.1	Aufbau der RF-Node	99
5.1.1	RF Transmitter.....	99
5.1.2	Antenne.....	100
5.1.3	Fertig aufgebaute RF-Node	100
5.2	Aufbau des RF-Gateway.....	101
5.2.1	Position von RXD und TXD.....	102
6	Software: Entwicklung - Realisierung.....	103
6.1	Verwendete IDE und Entwicklungs-Tools	103
6.2	CC430 – Allgemeines	104
6.3	CC430 Low Power Modes.....	104
6.4	CC430 Clock Generation.....	107
6.5	Framework	108
6.5.1	Basis.....	108
6.5.2	Grundstruktur in main()	112
6.6	UART – Simple Serial Protocol	113
6.7	RF-Node Design	113
6.8	RF-Gateway Design.....	117
7	Inbetriebnahme / Optimierung.....	119
7.1	Aufgetretene Probleme	119
7.1.1	CC430 Inbetriebnahme	119
7.1.2	Inbetriebnahme des Energy-Harvesters und DC/DC-Wandlers	119
7.2	Optimierungsmöglichkeiten – Power On	120
8	Zusammenfassung der Ergebnisse und Ausblick	123
8.1	Zusammenfassung der Ergebnisse.....	123
8.2	Ausblick – Betrachtung der Wirtschaftlichkeit	123
8.3	Ausblick – Hybride Systeme	125
9	Anlagen.....	126
9.1	Gliederung der CD.....	126
9.2	Source Code Auszüge.....	127
10	Literaturverzeichnis	130
11	Erklärung zur selbständigen Anfertigung.....	133

II. Abbildungsverzeichnis

II.a Abbildungen

Abbildung 1 - Werbebild	13
Abbildung 2 - Energy-Harvesting Prinzip	14
Abbildung 3 - Seebeck Effekt.....	19
Abbildung 4 - Aufbau eines TEG / TEC	20
Abbildung 5 - TEG in Micropelt Technologie - Vergrößerung.....	22
Abbildung 6 - Veranschaulichung eines Peltier Elementes "Flip Chip Bonding".....	22
Abbildung 7 - Prinzipaufbau eines Biegestreifen-Wandlers	24
Abbildung 8 - Biegestreifen-Wandler (1).....	24
Abbildung 9 - Zirkularplatten-Wandler (1)	25
Abbildung 10 - Torsionsfeder-Wandler (1).....	25
Abbildung 11 - Elektromagnetischer Linearwandler (1).....	26
Abbildung 12 - Aufbau eines Vibrationswandlers mit Vollweggleichrichtung (1).....	27
Abbildung 13 - Feldlinien um einen Stromleiter	28
Abbildung 14 - Messprinzip einer Strommesszange	29
Abbildung 15 - Sekundärspannung und Sekundärstromstärke.....	31
Abbildung 16 - Ausgangsleistung.....	31
Abbildung 17 - Prinzipaufbau zum Harvesting aus einem Stromleiter	32
Abbildung 18 - Amorphe Solarzelle 4x	33
Abbildung 19 - Typische Kennlinien einer Solarzelle	34
Abbildung 20 - Prinzipschaltung mit AD7792 und RTD Sensor	36
Abbildung 21 - Blockschaltbild zur Anschaltung von DS18B20 und AD7792.....	38
Abbildung 22 - Schaltplan des Micropelt DC/DC Aufwärtswandlers	40
Abbildung 23 - Prinzipschaltung für Verwendung des LT3108	40
Abbildung 24 - internes Blockschaltbild des LT3108 (LC Oszillator)	41
Abbildung 25 - Voltage Sequencing des LT3108 während Power On	42
Abbildung 26 - Prinzipschaltung des LTC3588-1 AC/DC Wandler	43
Abbildung 27 - internes Blockschaltbild des LTC3588-1	43
Abbildung 28 - Typisches Schaltbild des LTC3105 DC/DC MPP Reglers	44
Abbildung 29 - Ragone Diagramm von Energiespeichern	47
Abbildung 30 - Allgemeines Blockschaltbild eines Funkmoduls	48

Abbildung 31 - Blockschaltbild eines Funkmoduls mit SOC.....	49
Abbildung 32 - Typisches Stromprofil des RF-Transceivers CC2500	56
Abbildung 33 - Stromverbrauchszenario für High Duty Cycle-Applikationen	57
Abbildung 34 - Stromverbrauchszenario für Low Duty Cycle-Applikationen	57
Abbildung 35 - Antennenformen	58
Abbildung 36 - PCB-Antennendesign (single ended und differential).....	61
Abbildung 37 - eZ430-Chronos Sportuhr	62
Abbildung 38 - TE Power Bolt von Micropelt	63
Abbildung 39 - PTM200 Funkschalter von EnOcean	64
Abbildung 40 - Energy-Harvesting Power Estimates	66
Abbildung 41 - allgemeines Blockschaltbild der Aufgabenstellung	73
Abbildung 42 - detailliertes Blockschaltbild der Aufgabenstellung.....	77
Abbildung 43 - TE Power One Evaluation Kit mit TEG (MPG-D751)	78
Abbildung 44 - Peltier-Element der Type DT12-8 (von Marlow Industries).....	79
Abbildung 45 - Blockschaltbild des aufgebauten Energy-Harvesters mit zwei TEG ..	79
Abbildung 46 - Beschaltung des LT3108 im Testaufbau	82
Abbildung 47 - Blockschaltbild der Spannungsüberwachung mit High Side-Schalter..	83
Abbildung 48 - Blockschaltbild der Spannungsüberwachung mit Low Side Schalter...	85
Abbildung 49 - Spannungsmessung mit Spannungsteiler und ADU.....	86
Abbildung 50 - Spannungsmessung mit Spannungsteiler und Kondensator	87
Abbildung 51 - Spannungsmessung mit abschaltbarem Spannungsteiler	88
Abbildung 52 - RF Anpassungsnetzwerk des CC430	89
Abbildung 53 - Stromprofil des RF-Node	95
Abbildung 54 - Zusammensetzung der Stromaufnahme der RF-Node	95
Abbildung 55 - Zusammenschaltung der Baugruppen des RF-Gateway	97
Abbildung 56 - Aufbau des EM430F6137 Evaluation Kit.....	99
Abbildung 57 - Fertig aufgebauter RF-Node.....	100
Abbildung 58 – Vereinfachtes Blockschaltbild des RF-Gateway	101
Abbildung 59 - Versorgung und Strommessung am EM430F6137 Evaluation Kit.....	101
Abbildung 60 - Position von RXD und TXD am EM430F6137 Evaluation Kit.....	102
Abbildung 61 - Fertig aufgebauter RF-Gateway	102
Abbildung 62 - Betriebsmodi des CC430.....	106
Abbildung 63 - CC430 UCS Modul - vereinfacht.....	107
Abbildung 64 - Ablaufdiagramm des eingesetzten Basis Frameworks.....	109

Abbildung 65 - Ablaufdiagramm des Frameworks mit Low Power Erweiterung.....	110
Abbildung 66 - Typischer Programmablauf der CC430 Applikation.....	111
Abbildung 67 - Flussdiagramm der RF-Node - main()	112
Abbildung 68 - Aufbau des seriellen Übertragungsprotokolls des RF-Gateway	113
Abbildung 69 - Flussdiagramm der RF-Node – main().....	114
Abbildung 70 - Flussdiagramm der RF-Node – AD Messung()	115
Abbildung 71 - Flussdiagramm der RF-Node – RF Transmit()	116
Abbildung 72 - Aufbau des Funkframe	117
Abbildung 73 - Flussdiagramm des RF-Gateway - Main()	118
Abbildung 74 - Optimierungsmöglichkeit am RF-Node	120
Abbildung 75 - Alternative Spannungsüberwachung mit LTC1540	121
Abbildung 76 - Hysterese mit LT1540 Spannungsüberwachung.....	122
Abbildung 77 - Blockschaltbild eines Hybriden Energy-Harvesting-Systems	125

II.b Formeln

Formel 1 - Seebeck Spannung allgemein	19
Formel 2 - Seebeck Spannung ausführlich	19
Formel 3 - Seebeck Spannung vereinfacht	19
Formel 4 - Seebeck-Spannung am Peltier-Element.....	20
Formel 5 - Piezo- elektrische Ladung.....	23
Formel 6 - elektrische Induktion (Induktionsgesetz von Faraday)	26
Formel 7 - Gleichungen des idealen Transformators	29
Formel 8 - Transformatoren Hauptgleichung – allgemein	29
Formel 9 - magnetische Flussdichte	30
Formel 10 - magnetische Feldstärke im Abstand "r" eines elektrischen Leiters	30
Formel 11 - Transformatoren-Hauptgleichung umgeformt	30
Formel 12 - Berechnung der Wellenlänge.....	59
Formel 13 - Friis Übertragungsleichung (Free Space-Modell)	60

II.c Tabellen

Tabelle 1 - Berechnungsparameter für Transformator / Harvesting aus einem Stromleiter	30
Tabelle 2 - typische elektrische Kenndaten von photovoltaischen Arrays.....	33
Tabelle 3 - Gegenüberstellung von DS18B20 und AD7792	37
Tabelle 4 - Verfügbare Ausgänge des LT3108.....	41
Tabelle 5 - CC430 Stromverbrauch im Active Mode.....	51
Tabelle 6 - CC430 Stromverbrauch im Low Power Mode.....	51
Tabelle 7 - AT86RF121 Stromverbrauch	52
Tabelle 8 - PIC24F16KA102 Stromverbrauch im Operating Mode.....	53
Tabelle 9 - PIC24F16KA102 Stromverbrauch im Idle Mode (Core Off)	53
Tabelle 10 - PIC24F16KA102 Stromverbrauch im (Deep) Sleep Mode.....	54
Tabelle 11 - Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile von verschiedenen Antennen	59
Tabelle 12 - Wellenlängen für Standard Funkbänder	59
Tabelle 13 - Vor- und Nachteile von Single Ended und Differential-Antennen	61
Tabelle 14 - Allgemeine Gegenüberstellung von Energy-Harvester Typen.....	65
Tabelle 15 - Gegenüberstellung von DC Wandler IC's.....	67
Tabelle 16 - Gegenüberstellung der Low Power Temperatursensoren.....	69
Tabelle 17 - Gegenüberstellung von Energiespeichertypen	70
Tabelle 18 - Gegenüberstellung von Low Power Mikroprozessoren	71
Tabelle 19 - Gegenüberstellung von Antennenformen	72
Tabelle 20 - Technische Daten des DT12-8 TEC	80
Tabelle 21 - Technische Daten des MPG-D751 TEG	80
Tabelle 22 - Technische Daten des EDCL (Supercap) GW202F	81
Tabelle 23 - Stromverbrauch CC430 im AM in Abhängigkeit der Core Spannung.....	90
Tabelle 24 - Stromverbrauch CC430 im LPM3 in Abhängigkeit der Core Spannung...	91
Tabelle 25 - CC430 RF Crystal Oscillator XT2 Start-up Time.....	93
Tabelle 26 - CC430 Stromverbrauch des RF Transmitters.....	93

III. Abkürzungsverzeichnis

TEG	T hermo E lectric G enerator
TEC	T hermo E lectric C ooler
SOC	S ystem O n a C hip
RF	R adio F requency
EDLC	E lectrochemical D ouble L ayer C apacitor
RTD	R esistance T emperature D etector oder R esistive T hermal D evice
ESR	E quivalent S eries R esistance
MPP	M aximum P ower P oint
MPPT	M aximum P ower P oint T racker
CS	C hip S elect
SPI	S erial P eripheral I nterface
UART	U niversal A synchronous R eceiver T ransmitter
LDO	L ow D rop O ut
ADU	A nalog D igital U msetzer
ADC	A nalog D igital C onverter
CC	C onstant C urrent
CV	C onstant V oltage
ASK	A mplitude S hift K eying
MSK	M inimal S hift K eying
FSK	F requency S hift K eying
UCS	U nified C lock S ystem
BOR	B rown O ut R eset
POR	P ower O n R eset
WDT	W atch D og T imer
AM	A ctive M ode
LPM	L ow P ower M ode
MIPS	M illion I nstructions P er S econd

1 Einleitung – Motivation

Die Nutzung von ambienter Energie zur Speisung von elektrischen Systemen stellt eine große Herausforderung dar und bietet ein großes Anwendungspotential.

Energy-Harvesting bedeutet die Wandlung von Energie aus ambienten Quellen wie Umgebungstemperatur, Bewegung, Luftströmungen... in elektrische Energie.

Oft wird das Wort „Energy-Harvester“ als Bezeichnung für diese Komponente verwendet – sozusagen ein „Energie Ernter“.

Die Kombination einer Drahtloskomponente in Verbindung mit einem „Energy-Harvester“ stellt eine besondere Herausforderung dar. Eine drahtlose Übertragung erfordert im Regelfall eine hohe Energiemenge (bedingt durch die notwendige Übertragungsleistung) für relativ kurze Zeit (bedingt durch die Architektur des Protokolls). Dies steht im Widerspruch zu dem Funktionsprinzip eines „Energy-Harvesters“, der im Regelfall eine sehr geringe elektrische Leistung liefert.

Durch den derzeitigen Stand der Mikrofertigung und Systemintegration werden neue Anwendungsbereiche erschlossen, die vor wenigen Jahren noch undenkbar waren. Moderne SOC Prozessoren ermöglichen eine Miniaturisierung, wie sie bisher noch nicht da war. Auch Energy-Harvester können miniaturisiert gebaut werden.

So gibt es mittlerweile Armbanduhren, die ohne Batterie funktionieren. Als Energiequelle wird hier eine hochminiaturisierte Solarzelle verwendet, welche im Ziffernblatt inkludiert ist.

Ist es heutzutage üblich, bei einem Herzschrittmacher alle 5-10 Jahre die Batterie zu tauschen, so bietet ein Energy-Harvesting System die Möglichkeiten, diesen Eingriff gänzlich zu vermeiden. Jedoch ist es äußerst schwierig, dem Körper selbst Energie zu entnehmen. Ein neuartiges Verfahren versucht den Blutfluss einer Ader als Energiequelle zu nutzen. Speziell in der Biomedizintechnik liegt also noch viel Potential.

Auch im Bereich der Haustechnik finden autarke Systeme ihre Anwendungsmöglichkeit.

Drahtlose Schalter reduzieren z. Bsp. den Installationsaufwand während der Bauphase. Sind diese zusätzlich mit einer Energy-Harvesting Komponente ausgerüstet, so ist der Schalter quasi wartungsfrei. Über eine intelligente Haussteuerung lassen sich dann Schalterfunktion im Nachhinein individuell programmieren.

In der Industrietechnik bieten autarke drahtlose Sensornetzwerke eine gute Möglichkeit zur Anlagenüberwachung. So ist es zum Beispiel bei Kompostieranlagen nötig, einen sog. Hygienisierungsnachweis zu erbringen (= Nachweis der erfolgreichen Abtötung von Pathogenen und Unkrautsamen). Die Hygienisierung selbst erfolgt üblicherweise durch Wärmeeinwirkung. Der Nachweis kann durch Überwachung der Kerntemperatur des „Komposthaufens“ erbracht werden. Eine mögliche Lösung stellen sog. Messlanzen dar, welche in die Rotte gesteckt werden, und die Temperatur auf verschiedenen Höhenlagen messen. Durch die nötige hohe Prozesstemperatur ist ein großes Maß an ambients Umgebungsenergie vorhanden, die ein Energy-Harvesting System verwenden kann.

Vor allem an schwer zugänglichen Positionen kommen die Stärken von Autarken Drahtlos-Sensornetzwerken zum Vorschein. Ein Beispiel ist die Überwachung einer Freileitung (Hochspannungs- Leiterseil) auf Überlast. Dazu ist diese Anwendung geradezu prädestiniert.

Der Installationsaufwand eines Überwachungssensors am Leiterseil ist allerdings enorm, da eine Leitung nicht ohne weiteres abgeschaltet werden kann und ein Montageteam von 3 Mann für einige Stunden erforderlich ist. Während des Betriebs der Leitung ist permanent Energie in Form eines elektromagnetischen Feldes vorhanden (direkt proportional zum Strom). Mit einem einfachen Transformator kann ein drahtloser Temperatursensor problemlos betrieben werden.

2 Stand der Technik

Im folgenden Kapitel wird eine „Stand der Technik“- Recherche durchgeführt. Dabei werden verschiedene Energy-Harvesting Technologien aufgezeigt, klassifiziert und miteinander verglichen sowie bewertet. Ebenso wird auf die Thematik der Funkübertragung eingegangen sowie auf geeignete Mikroprozessoren, RF-Transceiver und Antennenformen.

Weiters werden Anwendungsbeispiele von verschiedenen Herstellern (EnOcean, Texas Instruments...) aufgezeigt. Als Resümee des Kapitels erfolgen eine Bewertung der Information sowie ein Konzept zur möglichen Realisierung eines drahtlosen Sensornetzwerkes mit Autarker Energieversorgung.



Abbildung 1 - Werbebild ¹

¹ Quelle: http://www.pressebox.de/uploads/images/143018_200_160.jpg

2.1 Prinzipaufbau eines Energy-Harvesting Systems

Zu Beginn wird der prinzipielle Aufbau eines jeden Energy-Harvesting Systems mit seinen Kernkomponenten schematisch dargestellt. Die genaue Dimensionierung einzelner Komponenten ist anwendungsspezifisch und für jeden „Harvester“ unterschiedlich.

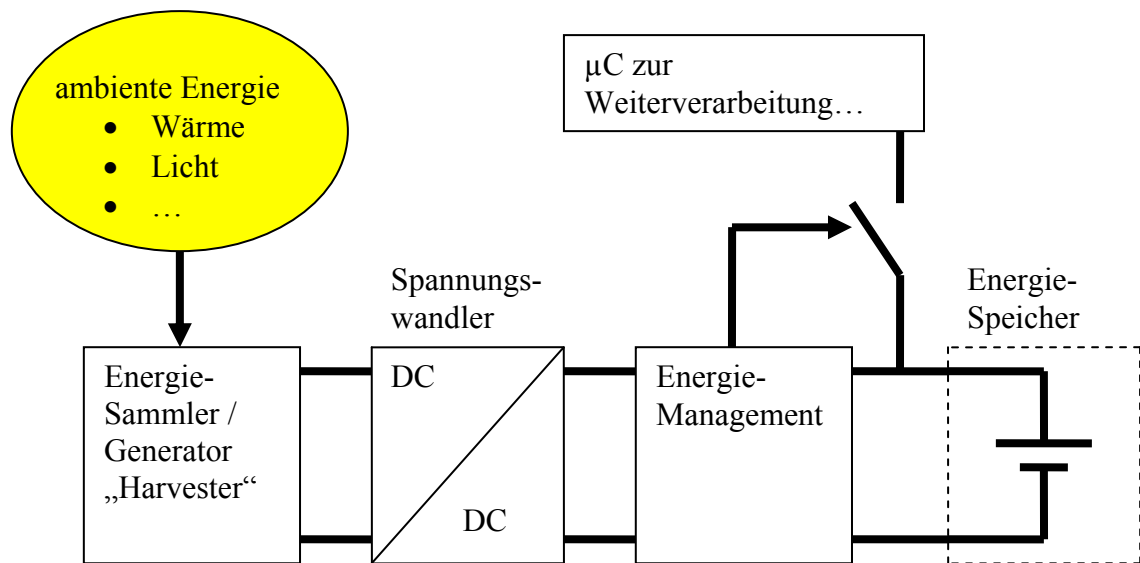


Abbildung 2 - Energy-Harvesting Prinzip

Energiesammler: Der eigentliche Energiewandler, Wandlung von ambienter Energie in elektrische Energie

Spannungswandler: konvertiert die elektrische Spannung des Generators in die nötige Systemspannung

Energiemanagement: reguliert die Ladung des Energiespeichers, aktiviert/deaktiviert den Applikationskontroller

Energiespeicher: Pufferspeicher, um Stromspitzen des Applikations-Mikroprozessors abzudecken

2.2 Recherche „Energy-Harvesting Generatoren“

Im folgenden Abschnitt werden einige der wichtigsten Energy-Harvesting Generator-Technologien aufgezeigt.

2.2.1 Klassifizierung

Eine Unterteilung von Energy-Harvestern kann nach mehreren Kriterien erfolgen.

- Art der Energiewandlung
- Art der Energieabgabe
- Höhe- und Art der Ausgangsspannung
- Energievermögen

2.2.1.1 Unterteilung nach Art der Energiewandlung /

Ausgangsspannung

Als Art der Energiewandlung wird das zugrunde liegende Generatorprinzip des „Energy-Harvester“ verstanden. Jede Technik hat unterschiedliche Harvester-Ausgangsspannungen sowie Stromabgabe. Diese werden im Nachhinein auf die Systemspannung konvertiert.

Nach aktuellem Stand der Technik gibt es folgende Möglichkeiten:

- thermoelektrisch (Seebeck Effekt)
- piezoelektrisch (Piezo- Effekt)
- elektromagnetisch (elektrische Induktion)
- photovoltaisch
- thermomechanisch (Mischform)
- elektrostatisch (Kapazitätsänderung durch Bewegungsenergie)
- biochemisch (auch als Brennstoffzelle bekannt)

2.2.1.2 Unterteilung nach Art der Energieabgabe

Als Art der Energieabgabe versteht man die Arbeitsdauer des Energy-Harvesters. Diese Einteilung wird erst durch die konkrete Anwendung bestimmt. So ist es möglich, dass ein piezoelektrischer Wandler permanent in Betrieb ist (Vibration eines Motors) oder durch ein Ereignis (Schalterbetätigung) einmalig aktiviert wird. Umgekehrt kann ein thermoelektrischer Generator (der im Regelfall permanent in Betrieb ist) auch ereignisgesteuert (Heizung einschalten) oder tageszeitabhängig (Erwärmung durch Sonneneinstrahlung) verwendet werden.

Hier kann unterschieden werden nach folgenden Kriterien

- permanente Energieabgabe
Dies ist nach klassischem Verständnis ein Generator, welcher ständig in Betrieb ist.
Als typisches Beispiel ist hier das thermoelektrische Prinzip aufzuführen.
- tageszeitabhängige / witterungsabhängige Energieabgabe
Hierunter fallen z. Bsp. photovoltaische Generatoren, da diese während des Tages permanent Energie abgeben. Auch elektromagnetische Generatoren, welche von Wind betrieben werden, benötigen eine Luftströmung für ihre Funktion.
- ereignisabhängige Energieabgabe
Generatoren dieses Typs benötigen ein (kurzes) Ereignis, um aktiv werden zu können.
Eine so genannte „Ereignisenergie“ wird umgewandelt in elektrische Energie. Hierunter fallen im Regelfall Funkschalter. Das Ereignis ist hierbei der Tastendruck. Piezoelektrische Wandler fallen in diese Untergruppe.
Ist die Ereignisenergie „verbraucht“, so ist die Anwendung stromlos bis zur nächsten Betätigung

2.2.1.3 Unterteilung nach Energievermögen

Eine Unterteilung nach Energievermögen ist für die Endanwendung erforderlich. Aufgrund der Anwendungsforderung muss der Harvester ein ausreichendes Energievermögen aufweisen, um einen Ausfall zu vermeiden. Weiters wird ein ausreichender Energiespeicher benötigt, um die Funktion zu ermöglichen.

Ereignisgesteuerte Harvester müssen so gebaut sein, dass die „Ereignisenergie“ ausreicht, um die Anwendungsfunktion auszuführen. Der Energiespeicher muss entsprechend dimensioniert sein, um die Aktivierungsenergie aufzunehmen. Energiespeicher haben üblicherweise Größen im Bereich von einigen Millifarad.

Tageszeitabhängige Harvester hingegen müssen einen Energiespeicher besitzen, der die Zeit überbrücken kann, in welcher keine Energie Umwandlung erfolgen kann.

Bei photovoltaischen Arrays können Energiespeicher ab einigen Farad (Doppelschichtkondensatoren), bis hin zu Pufferakkumulatoren mit einigen Amperestunden eingesetzt werden, je nach Stromverbrauch der Anwendung.

Permanent betriebene Harvester haben typischerweise eine geringere Ausgangsleistung als ereignisgesteuerte oder tageszeitabhängige. Die elektrische Energie wird über längere Zeit in einem Pufferspeicher akkumuliert, bis die Ladungsmenge ausreicht, um die Anwendungsfunktion auszuführen.

2.2.2 Thermoelektrische Energy-Harvester

In der Fachliteratur werden diese Harvester Komponenten sehr oft als TEGs bezeichnet (Thermo Electric Generator). Diese Bezeichnung wird auch im Rahmen dieses Dokuments verwendet.

TEGs basieren auf dem bekannten Seebeck-Effekt. Oft wird auch das Wort „Peltier-Element“ für TEGs verwendet. **Das zugrunde liegende Funktionsprinzip eines TEG ist der Seebeck Effekt.** Der so genannte Peltier-Effekt ist das „Gegenstück“ zum Seebeck-Effekt. Im Handel wird die Bezeichnung „Peltier-Element“ für sog. TECs (Thermo Electric Cooler) verwendet. Diese nutzen den Peltier-Effekt, um durch einen elektrischen Stromfluss eine Temperaturdifferenz zu erzeugen.

Das Ziel eines TEG ist die maximale Effizienz bei der Umwandlung von thermischer in elektrische Energie. Peltier-Elemente sollen hingegen elektrische Energie so gut wie möglich in thermische Energie umwandeln. Oftmals werden TEGs oder Peltier-Elemente auch als Thermoelemente bezeichnet. Diese Bezeichnung ist nicht korrekt. Thermoelemente arbeiten zwar nach demselben Prinzip wie TEGs, sind jedoch für eine andere Funktion gebaut.

Funktionsprinzip - Thermoelemente

Durch eine Temperaturänderung tritt eine Thermospannung an der elektrischen Kontaktstelle von 2 Metallen mit unterschiedlichen Seebeck-Koeffizienten auf. Die generierte Spannung sowie die Energieausbeute sind jedoch sehr gering. Thermoelemente werden zur Temperaturmessung eingesetzt und sind in verschiedenen Typen erhältlich (T, J, K,...).

2.2.2.1 Seebeck-Effekt ²

Der Seebeck-Effekt beschreibt die Entstehung einer elektrischen Spannung zwischen 2 Punkten eines Leiters aufgrund eines Temperaturunterschiedes.

$$U_{\text{Seebeck}} = \alpha \cdot \Delta T$$

Formel 1 - Seebeck Spannung allgemein
mit

ΔT ...Temperaturdifferenz zwischen 2 Leiterenden

α [V/K]...Seebeck-Koeffizient des Materials, auch Thermokraft genannt

Um den Effekt technisch nachzuweisen, sind 2 elektrische Leitermaterialien (A, B) mit unterschiedlichen Seebeck-Koeffizienten nötig, welche in der Kombination A-B-A in elektrischen Kontakt gebracht werden.

Die daraus resultierende Seebeck Spannung:

$$U = \alpha_A \cdot (T_U - T_H) + \alpha_B \cdot (T_H - T_C) + \alpha_A \cdot (T_C - T_U)$$

Formel 2 - Seebeck Spannung ausführlich

Nach Vereinfachung zu:

$$U = (\alpha_B - \alpha_A) \cdot (T_H - T_C)$$

Formel 3 - Seebeck Spannung vereinfacht
mit

α_B ...Seebeck-Koeffizient Material B

α_A ...Seebeck-Koeffizient Material A

T_H ...Temperatur des Übergangs von Material A-B (Hot Side)

T_C ...Temperatur des Übergangs von Material B-A (Cold Side)

T_U ...Umgebungstemperatur

Daraus ist erkennbar, dass die entstehende Thermospannung von der Umgebungstemperatur unabhängig ist. Diese Struktur lässt sich beliebig erweitern:

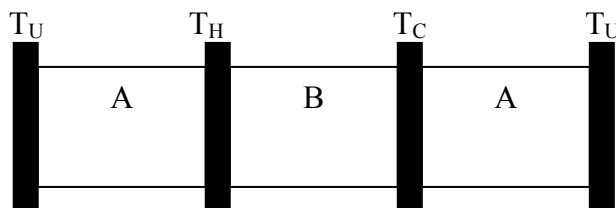


Abbildung 3 - Seebeck Effekt

² Quelle: <http://de.wikipedia.org/wiki/Thermoelektrizit%C3%A4t>

2.2.2.2 Prinzipaufbau eines TEG / TEC mit 6 Thermopaaren³

Das Aufbauprinzip eines TEG ist ident mit dem eines Peltier-Elements (TEC). Folglich kann jedes Peltier-Element (TEC) als TEG betrieben werden. Ein Materialpaar A-B wird auch als Thermopaar bezeichnet. Hier zeigt sich die Analogie zum Prinzip des Seebeck-Effekts.

- Der Übergang A-B hat jeweils die Temperatur T_H
- Der Übergang B-A hat jeweils die Temperatur T_C

Die Formel für die Ausgangsspannung wird nun erweitert um die Anzahl der Thermopaare

$$U_{OC} = S * N * \Delta T$$

Formel 4 - Seebeck-Spannung am Peltier-Element
mit

S...Materialkonstante $S = \alpha_A - \alpha_B$

N...Anzahl der Thermopaare

ΔT ...Temperaturdifferenz ($T_H - T_C$)

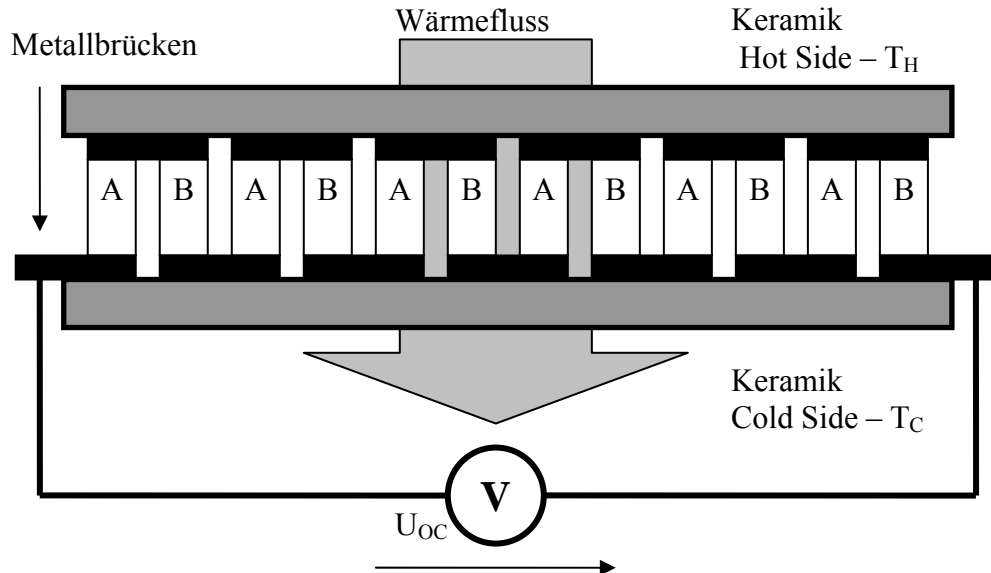


Abbildung 4 - Aufbau eines TEG / TEC

Bei einer Umkehrung des Wärmeflusses kehrt sich die Polarität der Ausgangsspannung ebenso um.

Im Gegensatz zu Piezo- und Induktionswandlern liefern TEG eine Gleichspannung.

³ Quelle: <http://www.quick-cool.de/peltierelemente/download/Erlaeuterung-zu-Peltierelementen.pdf>

2.2.2.3 TEC als Harvester für Low Power Applikationen

Um einen TEC als Energiequelle für eine drahtlose Low-Power Anwendung benutzen zu können, müssen folgende Forderungen erfüllt sein:

- geringe Temperaturdifferenz → Ausgangsspannung bereits im Bereich der Betriebsspannung
- miniaturisiert, Wafer Level Technologie
- Ausgangsleistung einige 10-100mW
- max. Laststrom einige 10mA

Bei Betrachtung von handelsüblichen TECs wird erkennbar, dass diese als TEG ausscheiden, da sie eine zu geringe thermoelektrische Ausgangsspannung von ~0,3V bis 0,4V bei $\Delta T > 20^\circ\text{C}$ aufweisen. Nötig wären jedoch mindestens 3V bis 4V bei $\Delta T < 20^\circ\text{C}$. Dies kann nur durch eine Serienschaltung von mehreren TECs oder durch DC/DC Aufwärtswandlung erreicht werden.

Die Firma Micropelt hat sich spezialisiert auf die Fertigung von TECs sowie TEGs in Dünnschichttechnologie. Diese speziellen TEGs weisen eine höhere Ausgangsspannung bei geringer Temperaturdifferenz auf. Infolgedessen ist der Innenwiderstand deutlich höher (einige 100 Ohm)

2.2.2.4 Micropelt-Technologie⁴

Im folgenden Kapitel wird die **Micropelt**-Technologie kurz vorgestellt. Detaillierte Infos und Details können Sie beim Hersteller Micropelt GmbH anfordern unter:

www.micropelt.com

Die Micropelt GmbH entwickelt moderne TECs sowie TEGs in patentierter 2 Wafer-Technologie. Die nötigen N und P-Typ Halbleitermaterialien werden auf verschiedenen Wafern abgeschieden und mittels eines FlipChip-Bonders im Abschluss miteinander vereint und verlötet. Als Resultat entstehen Dünnschicht Peltier Elemente sowie Dünnschicht TEGs.

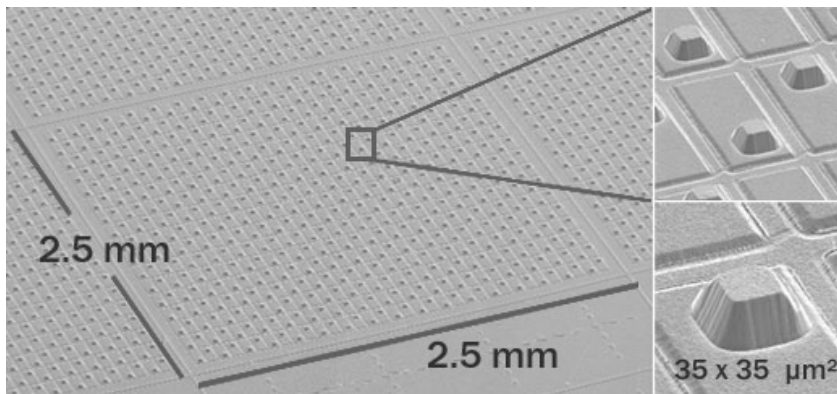


Abbildung 5 - TEG in Micropelt Technologie - Vergrößerung

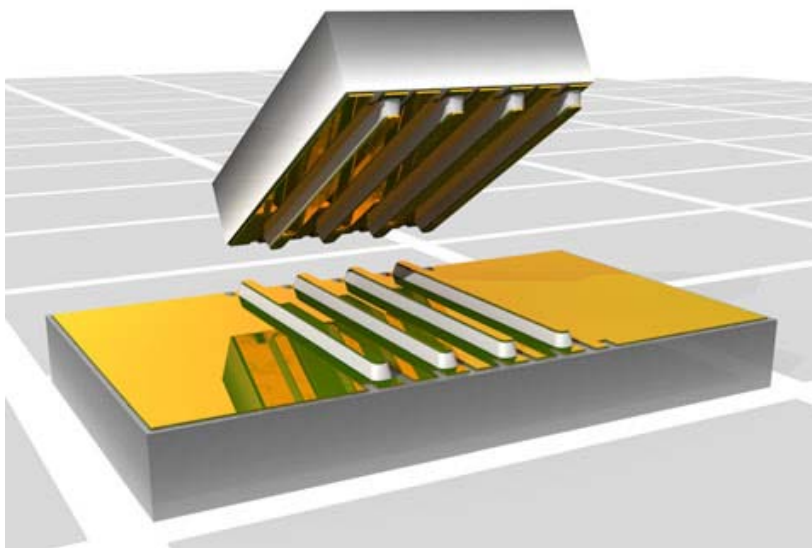


Abbildung 6 - Veranschaulichung eines Peltier Elementes "Flip Chip Bonding"

⁴Quelle: www.micropelt.com

2.2.3 Piezo- elektrische Energy-Harvester ⁵

Piezo- elektrische Generatoren führen eine Konversion von mechanischer in elektrische Energie durch. Durch Verformung eines Körpers aus piezo-elektrischem Material entsteht an der Oberfläche eine Ladung, die als elektrische Spannung abgegriffen werden kann.

Für die Menge der erzeugten elektrischen Ladung gilt folgende Formel:

$$q_3 = d_{31} * \sigma_{11} \text{ bzw. } q_3 = d_{33} * \sigma_{33}$$

Formel 5 - Piezo- elektrische Ladung

mit

d_{31} und d_{33} ...Materialkonstanten

σ_{31} und σ_{33} ...mechanische Spannung

Die Gleichungen ergeben sich dadurch, dass ein piezokeramisches Material eine transversale oder vertikale Belastung erfahren kann, welche zu unterschiedlichen elektrischen Ladungen führt.

Zitat: „Als aktives Material kommt PZT Keramik oder PVDF (polymeres Polyvinylidenfluorid) zum Einsatz.“

Die typische Ausgangsspannung eines Piezo- Wandler ist im Bereich von 1-100V angesiedelt. Eine Voraussetzung für die Funktion ist eine sich ändernde mechanische Belastung. Einmaliges Biegen eines aktiven Materials führt zu einer einmaligen elektrischen Ladung. Piezo- elektrische Generatorsysteme müssen daher einer variablen mechanischen Belastung (Vibration) ausgesetzt sein oder über eine Eigenresonanz verfügen (bedämpftes Feder-Masse-System). Die sich ergebende Ausgangsspannung ist daher in jedem Fall eine Wechselspannung, die Gleichrichtung sowie Stabilisierung erfordert.

Umgekehrt gilt auch: Legt man eine Wechselspannung an das aktive Piezo-Material an, so wird dieses in Schwingungen versetzt (angewendet bei Hörgeräten).

⁵ Quelle: (1) Energy-Harvesting

2.2.3.1 Biegestreifen-Wandler ⁶

Prinzipieller Aufbau eines piezoelektrischen Generators als Biegestreifen-Wandler.

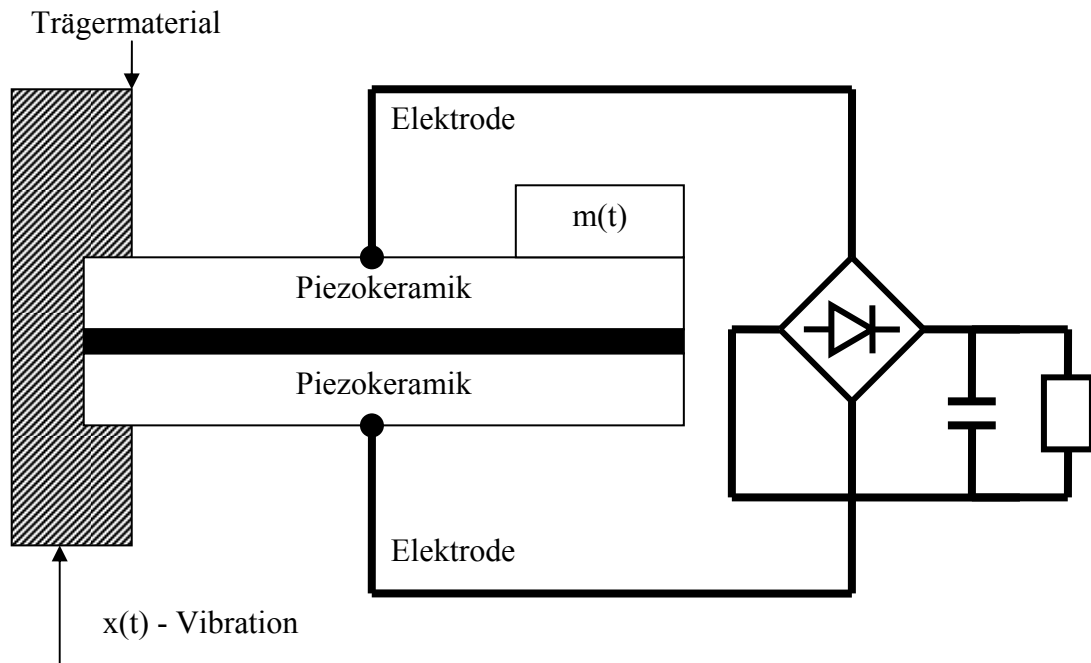


Abbildung 7 - Prinzipaufbau eines Biegestreifen-Wandlers

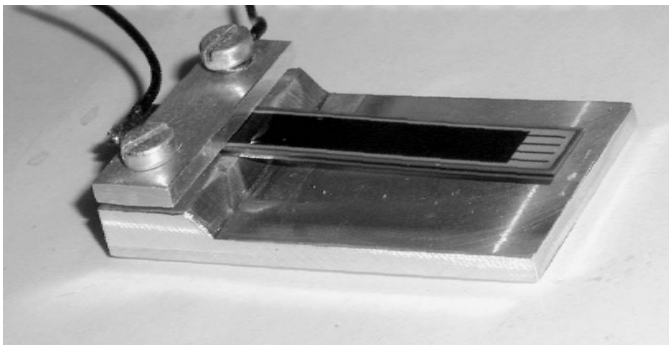


Abbildung 8 - Biegestreifen-Wandler (1)

Anhand des Prinzipaufbaus ist erkennbar, dass der piezo-elektrische Werkstoff einseitig geklemmt ist. Auf der gegenüberliegenden Seite befindet sich eine Masse.

Das mechanische Ersatzschaltbild ist ein bedämpftes Feder-Masse-System.

Durch eine Anregung des Trägers (Vibration oder Bewegung) wird die Keramik in Schwingung versetzt (Eigenresonanz des Systems).

⁶ Quelle: (1) Energy-Harvesting

2.2.3.2 Zirkularplatten-Wandler⁷

Durch Druck auf eine kreisförmige Platte entsteht eine Spannung im piezo-aktiven Material.

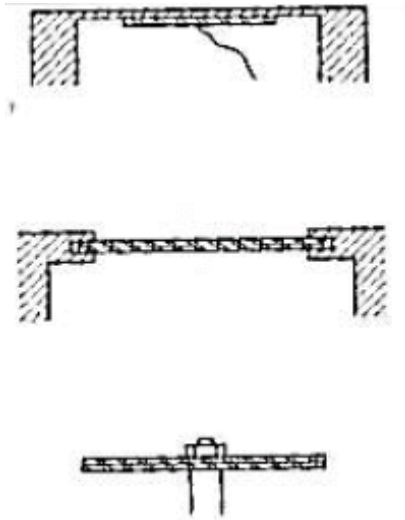


Abbildung 9 - Zirkularplatten-Wandler (1)

2.2.3.3 Torsionsfeder – Wandler

Die Federkraft wird ausgenutzt, um eine Spannung in einem piezo- aktiven Material hervorzurufen, z. Bsp. bei Armbanduhren.

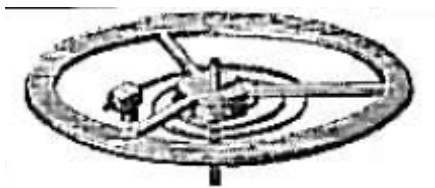


Abbildung 10 - Torsionsfeder-Wandler (1)

⁷ Quelle: (1) Energy-Harvesting

2.2.4 Elektromagnetische Energy-Harvester

Elektromagnetische Generatoren basieren auf dem bekannten Faradayschen Induktionsgesetz, das in jedem elektrischen Transformator / Generator zum Einsatz kommt. Dies besagt, dass die Induzierte Spannung an einer Spule resultiert aus deren Windungszahl multipliziert mit der magnetischen Flussänderung pro Zeiteinheit.

$$U_{ind} = N * \frac{d\Phi}{dt} \quad 8$$

Formel 6 - elektrische Induktion (Induktionsgesetz von Faraday)

Es ist also ein sich änderndes Magnetfeld erforderlich, um eine Spannung zu induzieren. Die resultierende Ausgangsspannung ist in jedem Fall eine Wechselspannung. Es ist also eine (Vollweg-) Gleichrichtung sowie Stabilisierung erforderlich, um die benötigte Betriebsspannung eines Mikroprozessors zu erhalten. Im folgenden Abschnitt werden zwei Methoden vorgestellt, ein magnetisches Wechselfeld zu erzeugen.

2.2.4.1 Elektromagnetischer Linearwandler ⁹

Dies kann erreicht werden durch eine Linearbewegung eines Magneten, welche in der Spule eine Spannung induziert. Dieser Typ wird als elektromagnetischer Linearwandler bezeichnet und kann benutzt werden, um eine Ereignisenergie (Linearbewegung) in elektrische Energie zu konvertieren.

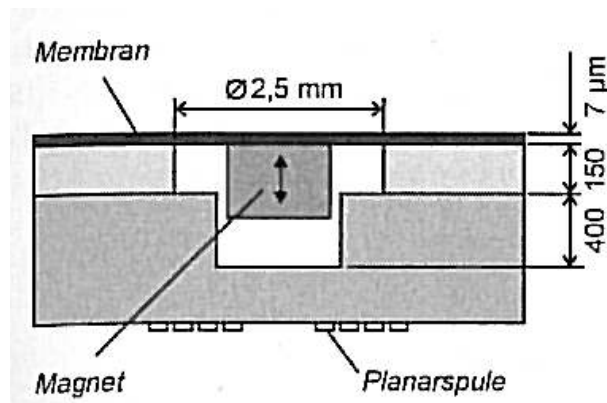


Abbildung 11 - Elektromagnetischer Linearwandler (1)

Kombiniert man diesen Linearwandler mit einem Feder-Masse-System um eine abklingende Schwingung zu erzeugen, erhöht sich das Energievermögen und es entsteht ein so genannter Vibrationswandler.

⁸ Quelle: Halbleiterschaltungstechnik (3)

⁹ Quelle: (1) Energy-Harvesting

2.2.4.2 Vibrationswandler¹⁰

Ein Vibrationswandler ist ein Linearwandler, welcher jedoch durch Vibration statt durch einmalige Auslenkung angeregt wird. Die Dimensionierung geht von einem konkreten Vibrationsmodell in Form eines Beschleunigungsmodells aus (z. Bsp.: eines Schrittes oder Motors). Es werden Maxima im Leistungsdichtespektrum gesucht und der Wandler bezüglich seiner Resonanzfrequenz entsprechend berechnet. Das Leistungsmaximum ist abhängig vom genauen Aufbau des Wandlers, die Auswahl einer geeigneten Feder spielt hierbei eine zentrale Rolle.

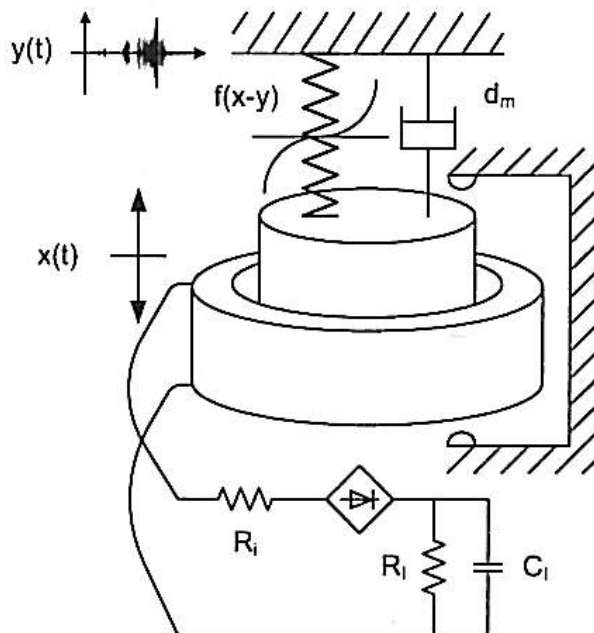


Abbildung 12 - Aufbau eines Vibrationswandlers mit Vollweggleichrichtung (1)

¹⁰ Quelle: (1) Energy-Harvesting

2.2.4.3 Energy-Harvesting aus einem Stromleiter

Es liegt nahe, eine Lichtstromleitung als Magnetfeldgenerator zu verwenden, da diese ein rotierendes magnetisches Wechselfeld erzeugt. Dies ist etwas widersprüchlich zum Konzept des Energy-Harvesting, da dieses sich ja eigentlich nur auf „ambiente“ in der Umwelt vorkommende Energie bezieht.

Es erscheint zunächst auch etwas sinnlos, eine Energieernte aus einer Lichtstromleitung durchzuführen, da es ja einfacher wäre, einfach die Leitung selbst anzuzapfen. Dieses Prinzip ist jedoch erweiterbar auf Starkstrom-Erdleitungen oder Hochspannungs-Freileitungen. Hier hat es durchaus eine Berechtigung, da diese Leitungstypen nicht einfach angezapft werden können. Der Installationsaufwand ist allerdings erheblich.

Ein sehr schwerwiegendes Manko ist, dass ein derartiger Harvester nicht miniaturisiert werden kann. Beim Übergang auf ein Hochspannungs-Leiteseil ist mit Stromstärken von bis zu 1000A zu rechnen. Der nötige Transformator wird entsprechend kleiner, aber mit einer Mikrofertigung ist nicht zu rechnen.

Achtung: Ein Harvesting aus einem 3-adrigen Kabel (L, N, PE) ist nicht direkt möglich, da sich die Magnetfelder von Hin- und Rückleiter des Stromes aufheben.

Eine einzelne Stromführende Leitung muss isoliert werden.

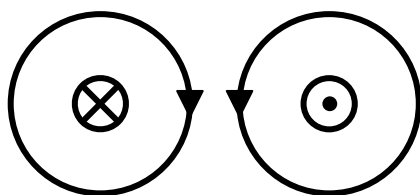


Abbildung 13 - Feldlinien um einen Stromleiter

Der prinzipielle Aufbau eines Energy-Harvesters aus einer Wechselstromleitung ist identisch mit dem Messprinzip einer Strommesszange. Genauer betrachtet entspricht dieser Aufbau einem Ringkerntransformator mit nur einer Primärwicklung.

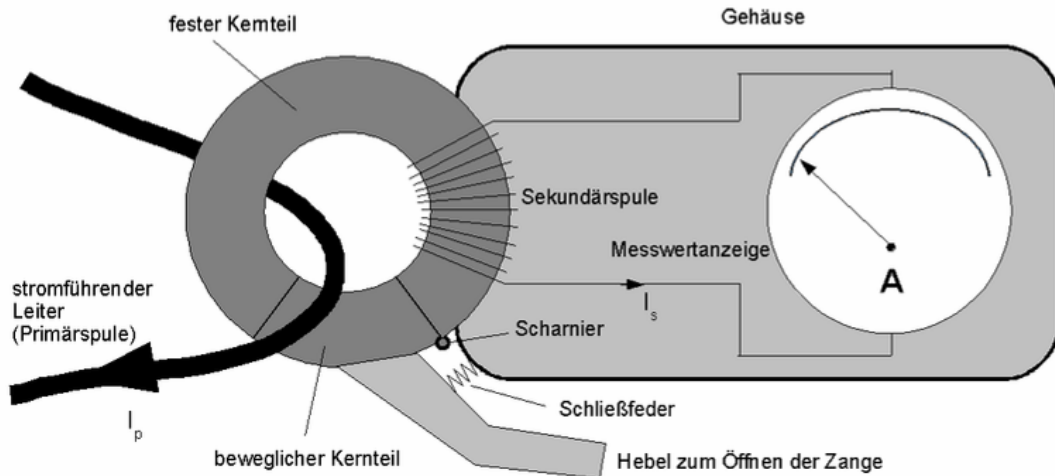


Abbildung 14 - Messprinzip einer Strommesszange ¹¹

Dies sind die Gleichungen des idealen Transformators. Für eine Stromberechnung sind sie zunächst brauchbar, die Spannungsberechnung ist jedoch nicht möglich, da U_{prim} nicht bekannt ist. Hierfür muss die Transformatoren-Hauptgleichung verwendet werden, welche aus dem Faradayschen Induktionsgesetz abgeleitet werden kann.

Der Sekundärstrom: $I_{\text{sek}} = I_{\text{prim}} \cdot \frac{N_{\text{prim}}}{N_{\text{sek}}}$ mit $N_{\text{prim}} = 1$

Die Sekundärspannung: $U_{\text{sek}} = U_{\text{prim}} \cdot \frac{N_{\text{sek}}}{N_{\text{prim}}}$ mit $N_{\text{prim}} = 1$

Formel 7 - Gleichungen des idealen Transformators ¹²

$$U_{\text{sek}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot N_{\text{sek}} \cdot A \cdot B}{\sqrt{2}}$$

Formel 8 - Transformatoren Hauptgleichung – allgemein ¹³

f...Frequenz des rotierenden Wechselfeldes

N_{sek} ...sekundäre Windungszahl

A...Querschnittsfläche des Kerns

B...magnetische Flussdichte im Kern

Hierbei ist zu beachten, dass die Sättigungsmagnetisierung bekannt sein muss.

¹¹ Quelle: Wikipedia <http://upload.wikimedia.org/wikipedia/de/7/79/Wechselstrom-Zangenamperemeter.png>

¹² Quelle: (4) Elemente der angewandten Elektronik, S 76

¹³ Quelle: (4) Elemente der angewandten Elektronik, S 85

Die magnetische Flussdichte lässt sich berechnen: $B = \mu * H$

Formel 9 - magnetische Flussdichte ¹⁴

Wobei μ = Permeabilitätszahl (auch magnetische Leitfähigkeit) sich errechnet:

$\mu = \mu_R * \mu_0$ mit $\mu_0 = 4 * \pi * 10^{-7}$ (magnetische Feldkonstante)

Typische Transformatormaterialien haben μ_R im Bereich von 300 bis 300.000.

Verwendete Materialien sind Fe oder NiFe (MuMetall).

Die magnetische Feldstärke im Abstand r von einem geraden Leiter ergibt sich:¹⁵

$$H = \frac{I}{2\pi * r}$$

Formel 10 - magnetische Feldstärke im Abstand "r" eines elektrischen Leiters

Die resultierende Transformatoren Hauptgleichung ergibt sich nach Einsetzen und Kürzen:

$$U_{sek} = \frac{f * N_{sek} * A * \mu * I_{prim}}{r * \sqrt{2}}$$

Formel 11 - Transformatoren-Hauptgleichung umgeformt

Überschlagsrechnung unter Verwendung der Transformatorengleichung

Diese Rechnung beinhaltet einen Fehler, da die Feldstärke im Abstand r eines Leiters verwendet wurde, anstatt einen Transformator mit 1 Windung zu berechnen. Weiters wird die Sättigung des Kernmaterials ignoriert, da die sich ergebende Feldstärke sehr klein ist.

f [Hz] - Frequenz des Wechselfeldes	50		
Nprim - Primärwindungszahl	1		
Nsek - Sekundärwindungszahl	600		
A[m²] - Querschnitt des Kerns	0,000025	25	mm²
a [m] - Kantenlänge des Kerns	0,005	5	mm
μ	0,01256637		
μ_0 - magnetische Feldkonstante ($4 * \pi * 10^{-7}$)	1,2566E-06		
μ_r - magnetische Leitfähigkeit des Kernmaterials	10000		
r[m] - Abstand vom Leiter zum Magnetkern	0,0075	7,5	mm

Tabelle 1 - Berechnungsparameter Transformator / Harvesting aus einem Stromleiter

¹⁴ Quelle: (4) Tabellenbuch Elektronik

¹⁵ Quelle: (4) Tabellenbuch Elektronik

Anhand der Parameter kommt ein relativ „kleiner“ Transformator heraus ($A=25\text{mm}^2$), welcher ab 4A Primärstromstärke direkt einen Mikroprozessor antreiben könnte. Bei Verzehnfachung der Sekundärwindungszahl würden bereits 0,4A ausreichen. Die gelieferte Ausgangsleistung reicht für einen Dauerbetrieb problemlos aus (20mW bei 4A).

Die folgenden Diagramme zeigen Sekundärspannung, Sekundärstromstärke und Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Primärstromstärke.

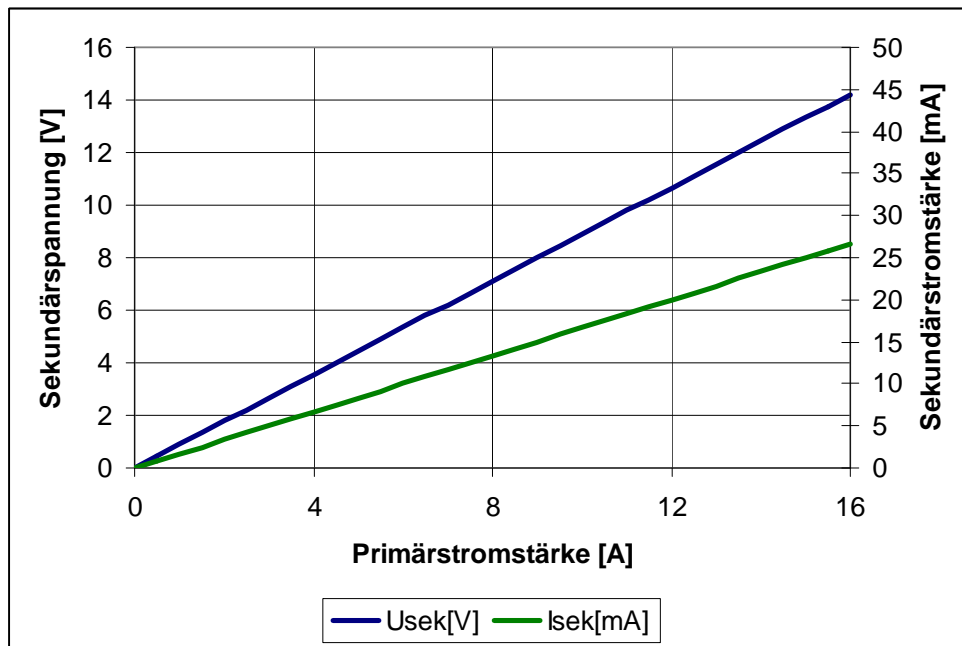


Abbildung 15 - Sekundärspannung und Sekundärstromstärke

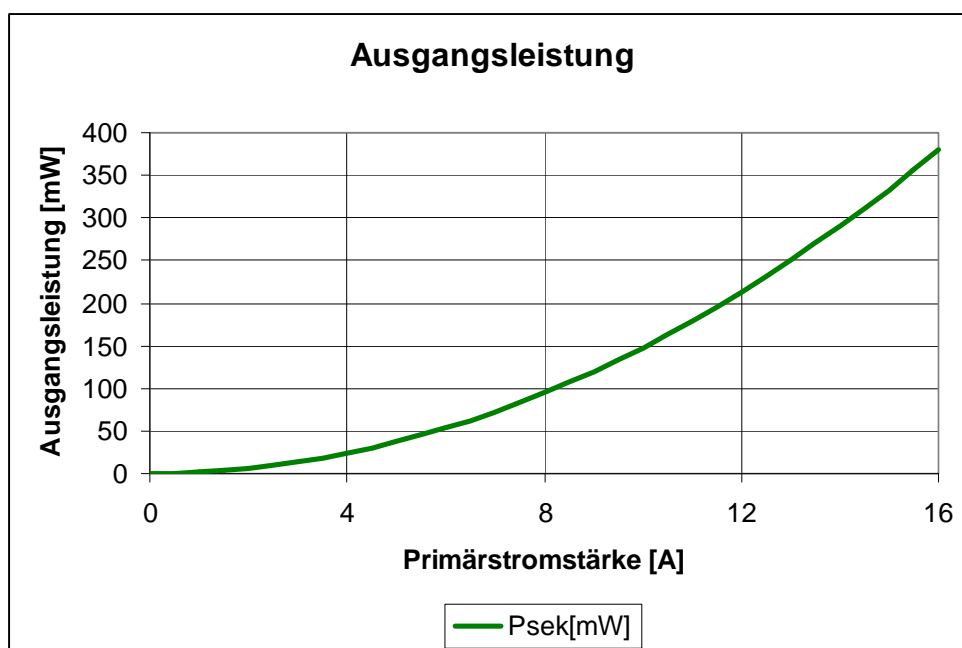


Abbildung 16 - Ausgangsleistung

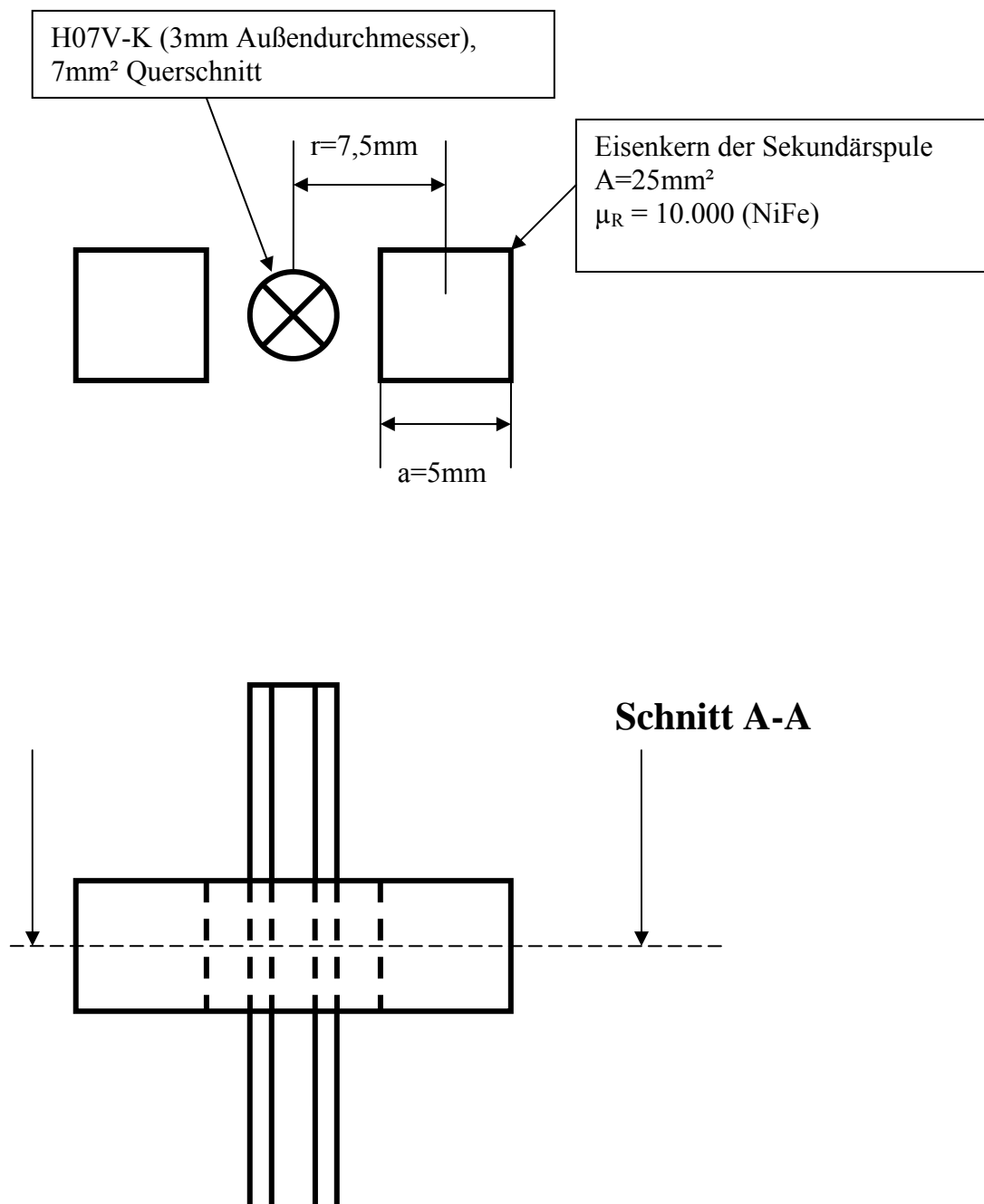


Abbildung 17 - Prinzipaufbau zum Harvesting aus einem Stromleiter

2.2.5 Photovoltaische Energy-Harvester

Im folgenden Kapitel wird kurz das Thema der photovoltaischen Generatoren betrachtet. Unter Photovoltaik versteht man die direkte Umwandlung von Sonnenenergie in elektrische Energie mittels Solarzellen. Der Spannungsbereich von Solarzellen ist abhängig vom verwendeten Halbleitermaterial. Bei Si- basierten Typen beträgt die maximale Spannung/Zelle in etwa 0,5V. Es ist also erkennbar, dass eine Serienschaltung von zumindest 7 Zellen notwendig ist, um eine Systemspannung von ~3,6V zu erreichen. Der Ausgangsstrom ist dabei direkt proportional zur Beleuchtungsstärke. Leistungsangaben von Solarzellen werden üblicherweise in Watt/cm² oder Watt/kg (bei größeren Solarmodulen) angegeben.

Formelzeichen	Einheit	Bezeichnung
UOC	[V]	Leerlaufspannung
ISC	[A]	Kurzschlussstrom
UMPP	[V]peak	Spannung im bestmöglichen Arbeitspunkt
IMPP	[A]peak	Strom im bestmöglichen Arbeitspunkt
PMPP	[W]peak	Maximal erzielbare Leistung
n	[1]	Zellwirkungsgrad

Tabelle 2 - typische elektrische Kenndaten von photovoltaischen Arrays

Solarzellen liefern eine Gleichspannung und eignen sich daher sehr gut, um ein Mikroprozessor-System zu versorgen. Anbei ein Bild eines amorphen Solarmoduls, bestehend aus vier in Reihe geschalteten Solarzellen. Amorphe Solarzellen haben eine leicht höhere Zellspannung (0,6V bis 0,8V) als Si- basierte Typen. Ein derartig abgebildetes Modul liefert eine Ausgangsspannung von max. 3,2V DC und wäre gut geeignet, um ein Mikroprozessor-System mit Strom zu versorgen.

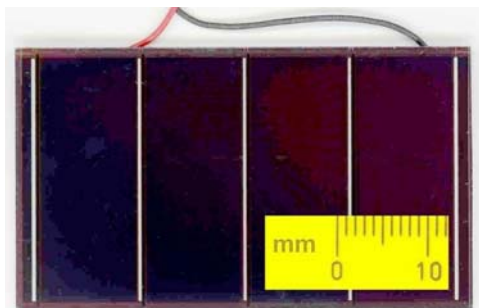


Abbildung 18 - Amorphe Solarzelle 4x¹⁶

¹⁶ Quelle: Wikipedia <http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/a/a0/Solarz3a.jpg> vom 31.01.2010

Typische Kennlinie einer Solarzelle

Es ist erkennbar, dass sich bei ändernder Beleuchtungsstärke der MPP (Punkt der bestmöglichen Leistung) verschiebt. Um den besten Ertrag zu erzielen, muss ein sog. MPP Regler eingesetzt werden (**M**aximum **P**ower **P**oint).

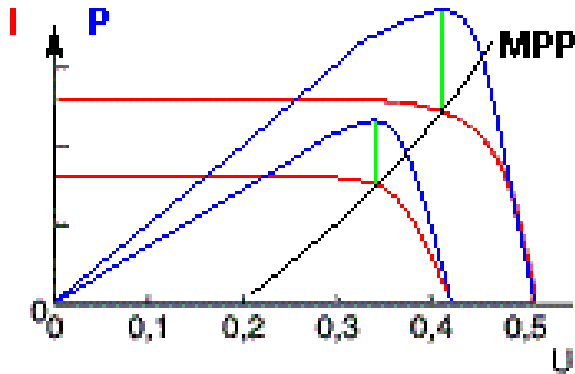


Abbildung 19 - Typische Kennlinien einer Solarzelle ¹⁷

Werden photovoltaische Generatoren für Low Power Energy-Harvesting-Systeme eingesetzt ist ein derartiger Regler nicht nötig – es ist besser, das PV-Array etwas größer zu dimensionieren. MPP-Regler werden üblicherweise bei Anwendungen mit hohen Leistungsabgaben eingesetzt (einige kW).

¹⁷ Quelle: Wikipedia http://de.wikipedia.org/wiki/Maximum_Power_Point

2.3 Recherche „Low Power Temperaturmessung“

Im folgenden Kapitel werden die Vor- und Nachteile von digitaler Temperaturmessung gegenübergestellt. Digitale Temperaturmessung bedeutet, dass ein Sensor den Temperaturmesswert in digitaler Form (1-wire, I2C, SPI,...) an einen Steuerprozessor meldet. Die eigentliche Messmethode kann hierbei ein analoges Verfahren sein.

Es werden 2 Methoden verglichen:

- Messung mit einem PT1000 und einem ADC – AD7792
(Konstantstromverfahren)
- Messung mit einem digitalen Thermometer (DS18B20)

Die Bewertung erfolgt anhand von

- Stromverbrauch und Stromprofil
- Messbereich und Messgenauigkeit
- Bauteil Größe / Platzbedarf
- Störanfälligkeit

2.3.1 Digitale Temperaturmessung (DS18B20)

Das digitale Thermometer DS18B20 bietet eine 9-12Bit Temperaturmessung sowie Alarmierungsfunktionen und nicht flüchtige Speicher für das Alarm-Trigger-Level. Der Datenaustausch erfolgt über eine 1-Draht Schnittstelle (1-wire), die per Definition nur eine Datenleitung sowie eine GND Leitung benötigt. Der Messbereich liegt zwischen -55°C und $+125^{\circ}\text{C}$, mit einer Genauigkeit von $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ im Bereich von -10°C bis $+85^{\circ}\text{C}$.

Zusätzlich kann der IC über den Bus versorgt werden („parasite power“) – es ist keine eigene Versorgungsspannung nötig. In den Kommunikationspausen wird über einen Pullup Widerstand (typ. 4k7) eine interne Kapazität aufgeladen, welche während der Kommunikation ausgeschöpft wird (Low-Phasen der Transaktions- Sequenz). Während der Messung wird der sog. Strongpullup aktiviert (Portpin des μC auf Output H), um den benötigten Strom für die Messung zu liefern. Alternativ kann der DS18B20 extern versorgt werden, benötigt dafür jedoch eine zusätzliche Leitung.

Jeder DS18B20 hat einen eindeutigen 64Bit ROM Code, über diesen wird ein IC am Bus „selektiert“ – es ist daher möglich, an einem Bus mehrere One Wire ICs zu betreiben.

2.3.2 Analoge Temperaturmessung (PT1000 und AD7792)

Auch bei diesem Messprinzip werden die Daten in digitaler Form vom Mikroprozessor eingelesen, und zwar via 3-wire SPI-Schnittstelle. Mittels CS Signal können mehrere AD7792 an einer CPU/Bus betrieben werden. Diese Art der Messung wird als analog eingestuft, da der Messfühler (PT1000) keine digitale Ausgangsgröße aufweist. Die AD Umsetzung kann hierbei von einem x-beliebigen ADC durchgeführt werden.

Der AD7792/93 ist ein hochintegrierter analog- und digital Baustein, welcher nach dem Sigma-Delta Verfahren eine analoge Spannungsgröße mit einer Auflösung von 16Bit (AD7792) oder 24bit (AD7793) digitalisiert. Weiters verfügt dieser IC über einstellbare Konstantstromquellen, welche ideal geeignet sind, um eine Temperaturerfassung mittels PT100 / PT1000 durchzuführen.

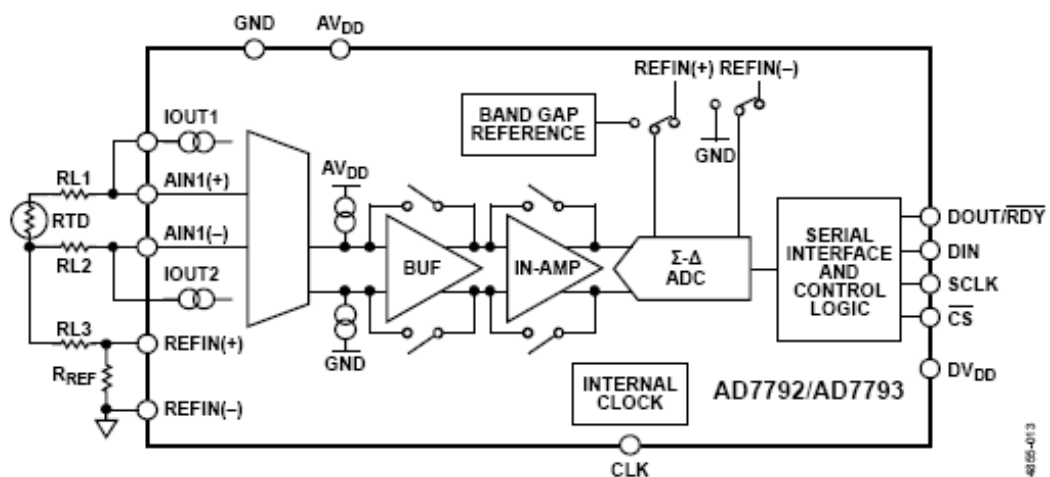


Abbildung 20 - Prinzipschaltung mit AD7792 und RTD Sensor ¹⁸

¹⁸ Quelle: Datenblatt AD7792

2.3.3 Gegenüberstellung

	DS18B20	AD7792
Stromverbrauch aktiv	1mA bis 1.5mA	Current Source: 10µA, 0.2mA oder 1mA Messung: 140 bis 500µA
Stromverbrauch Sleep	1µA	1µA
Auflösung	9,10,11,12Bit	16 oder 24Bit
Messdauer	9Bit - 93,75ms 10 Bit - 187,5ms 11 Bit - 375ms 12 Bit - 750ms	2,1ms bis 212ms Längere Sample-Zeit → geringeres Rauschen
Bauteilgröße	TO-92, µSOP, SO-8	TSSOP-16
Bauteilaufwand	1 Pullup R	4xR, 2xC, ext. Sensor
Schnittstelle zur CPU	1-wire	3-wire (SPI)
Messbereich	-55°C bis +125°C	Abhängig vom Sensor bis einige 100°C (500)
Genauigkeit	+/-0.5°C (-10°C to +85°C)	Abhängig von Sensortyp sowie Kalibration

Tabelle 3 - Gegenüberstellung von DS18B20 und AD7792

Auf folgendem Schaltbild wird erkennbar, dass bei Verwendung des DS18B20 eine digitale Schnittstelle bis zum Messobjekt vorliegt. Diese Schnittstelle hat demzufolge einen sehr großen Signal-Störabstand. Die Kabellänge ist jedoch beschränkt. Ohne besondere Maßnahmen können etwa 20m erreicht werden.

Bei Einsatz des AD7792 wird das Messsignal in analoger Form (Strom) übertragen. Jede Störung auf der Leitung führt zur Verfälschung des Messergebnisses. Zusätzlich müssen die Leitungswiderstände kompensiert werden, da bei langer Anschlussleitung Verfälschungen möglich sind. Ein Standard PT1000 Temperaturfühler hat einen Widerstandswert von 1k Ohm bei 0°C. Pro 10°C ändert sich der Wert um etwa 30-35Ohm. (Achtung: nichtlineare Kennlinie)

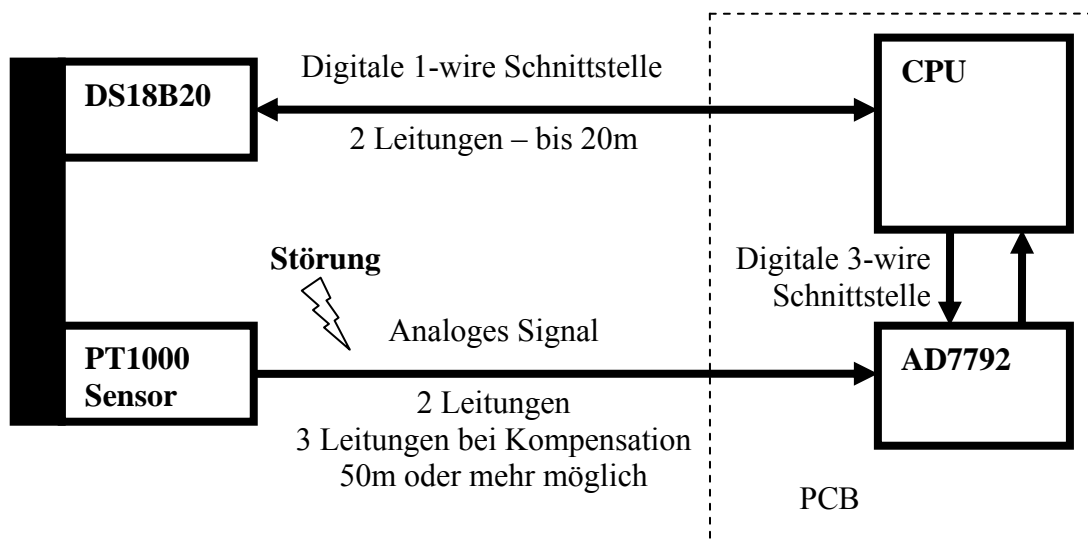


Abbildung 21 - Blockschaltbild zur Anschaltung von DS18B20 und AD7792

2.4 Recherche DC/DC-Wandlung

Im folgenden Kapitel werden DC-Wandler für unterschiedliche Applikation vorgestellt. Bei Verwendung eines Harvesters sind spezielle Wandler nötig, um einen optimalen Wirkungsgrad zu erreichen.

Folgende Wandler werden genauer betrachtet:

- DC / DC Aufwärtseandler für TEGs
- AC / DC Abwärtswandler für piezo- oder elektromagnetische Generatoren
- DC / DC Aufwärtswandler für photovoltaische Zellen mit MPP Regler

2.4.1 DC/DC Wandler für TEGs

TEGs in Micropelt-Technologie liefern üblicherweise geringe Ausgangsspannungen (wenige Volt) bei moderaten Stromstärken (einige mA). Die Generatoren haben einen Innenwiderstand von etwa 600Ohm bis 1kOhm. Ein direkter Betrieb an einem herkömmlichen DC/DC Wandler ist somit nicht möglich. Die Einschaltstromspitzen zum Aufladen der LC-Energiespeicher würden ein Hochstarten nicht zulassen, da diese unmittelbar die TEG Spannung auf wenige 100mV begrenzen würden.

Lösungsmöglichkeit 1:

Eine Alternative bildet der dargestellte DC/DC Wandler.

Funktionsweise:

Via L2 / D1 wird in der Sperrphase des FET T2 der Ausgangs-Energiespeicher C1 aufgeladen. Parallel dazu wird via L1 / R1 das Gate des Schalttransistors aufgeladen. Hierzu muss $U_e > 0,6V$ sein (Ausgangsspeicher C1 auch $> 0,6V$ geladen).

Steuert T2 durch, so wird L2 stärker aufmagnetisiert (TEG über L2/T2 kurzgeschlossen).

Via L1/R1 wird die Gate-Spannung über L2 und T2 abgebaut. T2 beginnt schließlich zu sperren. Der Strom in L2 muss nun über D1 abfließen und führt zu einer Spannungsumkehrung an L2. L2 und T2 bilden sozusagen einen LC-Oszillator. Die Strompulse durch D1 transferieren elektrische Energie von L2 in C1.

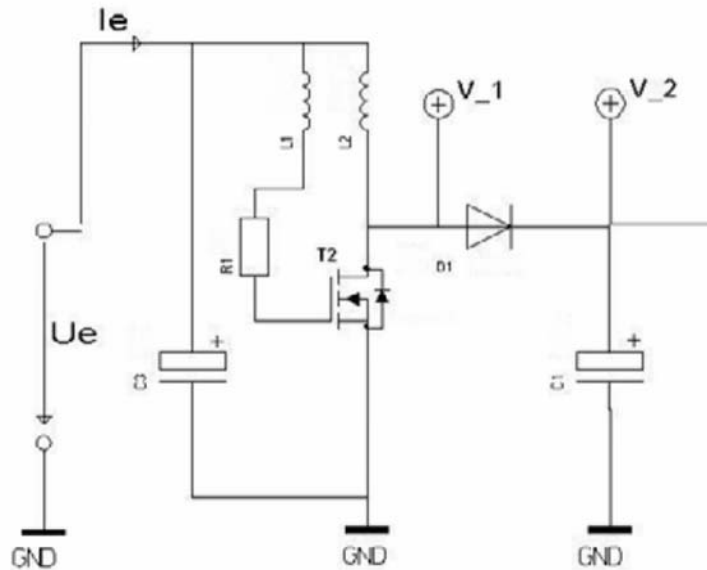


Abbildung 22 - Schaltplan des Micropelt DC/DC Aufwärtswandlers¹⁹

Lösungsmöglichkeit 2:

Diese Variante erörtert den Einsatz eines spezialisierten Ultra Low Voltage Step Up Controller-Schaltkreises. Von Linear Technologies wurde ein IC entwickelt, der speziell für das Energy-Harvesting von TEGs entwickelt wurde. Im Vergleich zum vorher erörterten Verfahren, funktioniert dieser Schaltkreis bereits ab einer Eingangsspannung von 20mV.

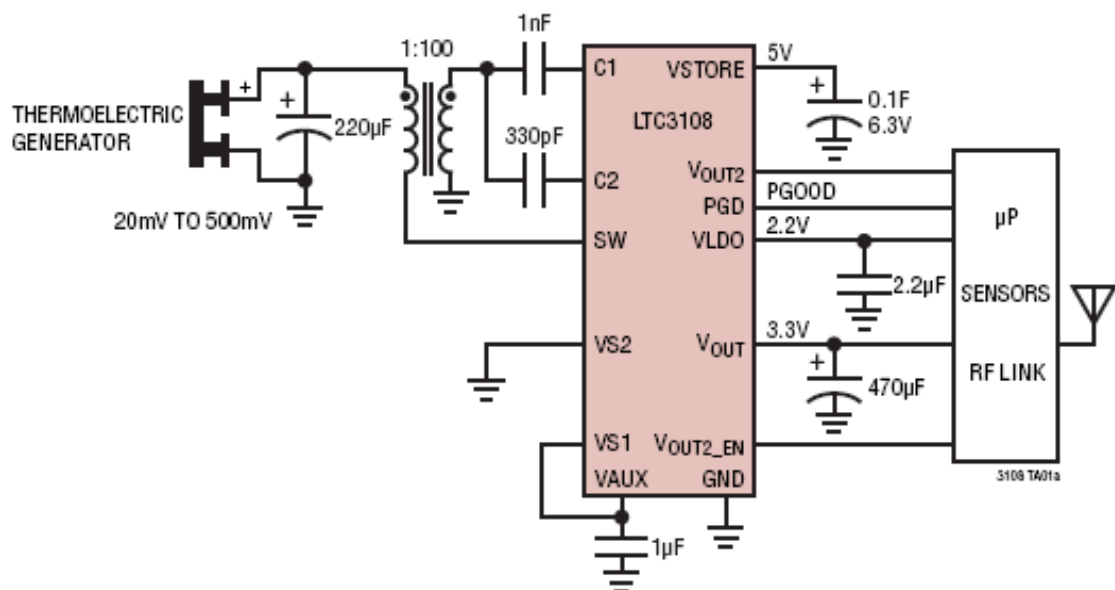


Abbildung 23 - Prinzipschaltung für Verwendung des LT3108²⁰

¹⁹ Quelle: Micropelt www.micropelt.com

²⁰ Auszug aus dem Datenblatt des LT3108 – Typische Applikation

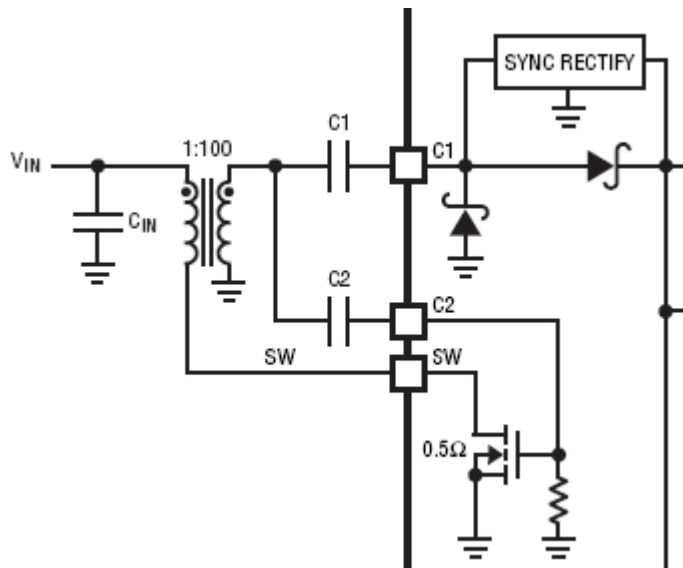


Abbildung 24 - internes Blockschaltbild des LT3108 (LC Oszillator) ²¹

Das Schaltbild ist ähnlich dem des zuvor erörterten DC/DC Wandler. Die niedrige Eingangsspannung wird erreicht durch einen Transformator mit entsprechendem Übersetzungsverhältnis. Bei einem Verhältnis von 1:100 ist ein Betrieb ab 20mV möglich. Durch den Boost-Kondensator C2 wird in Verbindung mit dem Schalttransistor sowie dem Transformator ein LC-Oszillator gebildet. Als zusätzliches Feature bietet der LT3108 eine Laderegelung für eine Speicherkapazität sowie geregelte Ausgangsspannungen an. Bei Verwendung eines Supercap an V_{STORAGE} erfolgt die Umschaltung bei unzureichender Energieernte automatisch.

Verfügbare Ausgänge:

Name	Spannung	Strombegrenzung	Vorgeschlagene Verwendung
V_{LDO}	2,2V	11mA	μC
V_{OUT}	2,3V – 3,3V 4,1V – 5V	Max. 7mA	RF Transmitter
V_{OUT2}	Wie V_{OUT}	Max. 450mA	Für externe Sensoren
V_{STORAGE}	Bis max 5,2V	Max. 7mA	Externe Speicherkapazität
V_{AUX}	Bis Max 5,2V	Max 5mA	Eigene Betriebsspannung

Tabelle 4 - Verfügbare Ausgänge des LT3108

²¹ Auszug aus dem Datenblatt des LT3108 – Blockschaltbild des LC Oszillator

Weiters verfügt der IC über ein sog. Voltage Sequencing. Die Priorität der Ausgänge ist dabei wie folgt (höchste Priorität zuerst):

- V_{AUX}
- V_{LDO}
- V_{OUT} (V_{OUT2} falls aktiviert)
- V_{STORE}

Zuerst wird die interne Betriebsspannung eingeregelt. Ist diese stabil und die Kapazität an V_{AUX} geladen, so wird V_{LDO} aktiviert. Ist die Kapazität an V_{LDO} geladen, so wird V_{OUT} aktiviert (typischerweise eine größere Kapazität als an V_{LDO}). Erreicht V_{OUT} einen Wert von etwa 90% seiner Endspannung, so wird P_{GOOD} ausgegeben, und die Laderegulation an V_{STORE} beginnt. V_{AUX} steigt mit jeder neuen Regelstufe bis maximal 5,2V an (intern begrenzt)

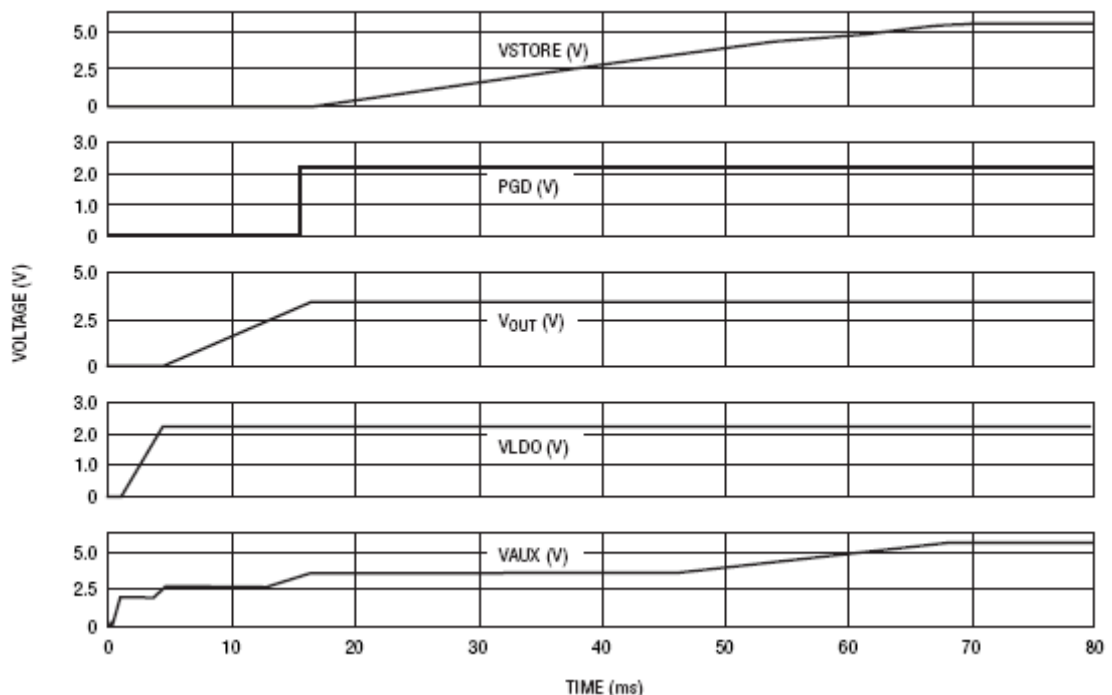


Abbildung 25 - Voltage Sequencing des LT3108 während Power On²²

²² Auszug aus dem Datenblatt des LT3108 – Voltage Sequencing

2.4.2 AC/DC Wandler für piezo- und elektromagnetische Generatoren

Bei piezo- und elektromagnetischen Generatoren ist eine andere Art der Spannungswandlung nötig. Beide Generatortypen haben gemein, dass sie eine Wechselspannung (AC) liefern. Im Folgenden wird der hochintegrierte DC/DC-Wandler IC LTC3588 von Linear Technologies im Detail betrachtet.

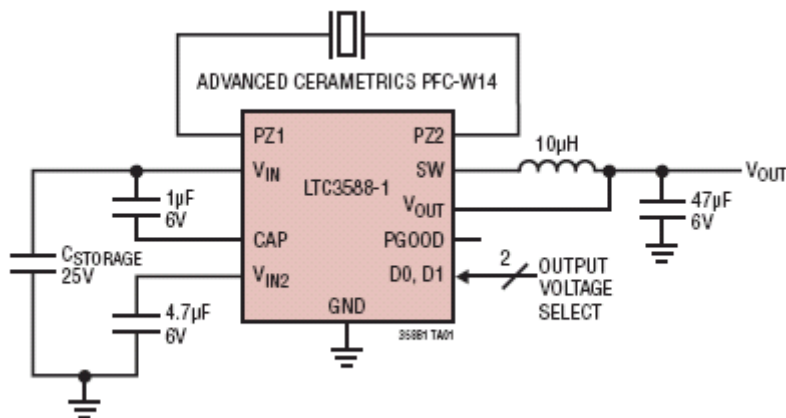


Abbildung 26 - Prinzipschaltung des LTC3588-1 AC/DC Wandler²³

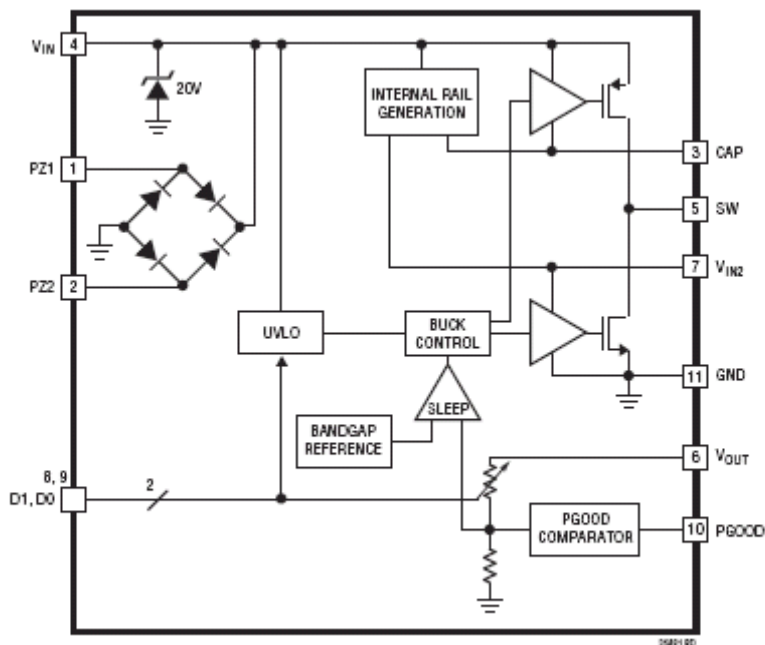


Abbildung 27 - internes Blockschaltbild des LTC3588-1²⁴

²³ Auszug aus dem Datenblatt des LT3588-1 Prinzipschaltung

²⁴ Auszug aus dem Datenblatt des LT3588-1 Blockschaltbild

2.4.3 DC/DC MPP Regler für photovoltaische Arrays

Im Anschluss wird ein neuer Regler von Linear Technologies vorgestellt, der auch für Single Cell Photovoltaik Arrays eingesetzt werden kann. Es handelt sich hierbei um einen DC/DC-Aufwärtswandler mit einem Stromvermögen von 400mA und einer Mindesteingangsspannung von 200mV. Linear Technologies hat bei diesem Regler speziell auf Eignung für Energy-Harvesting-Systeme geachtet.

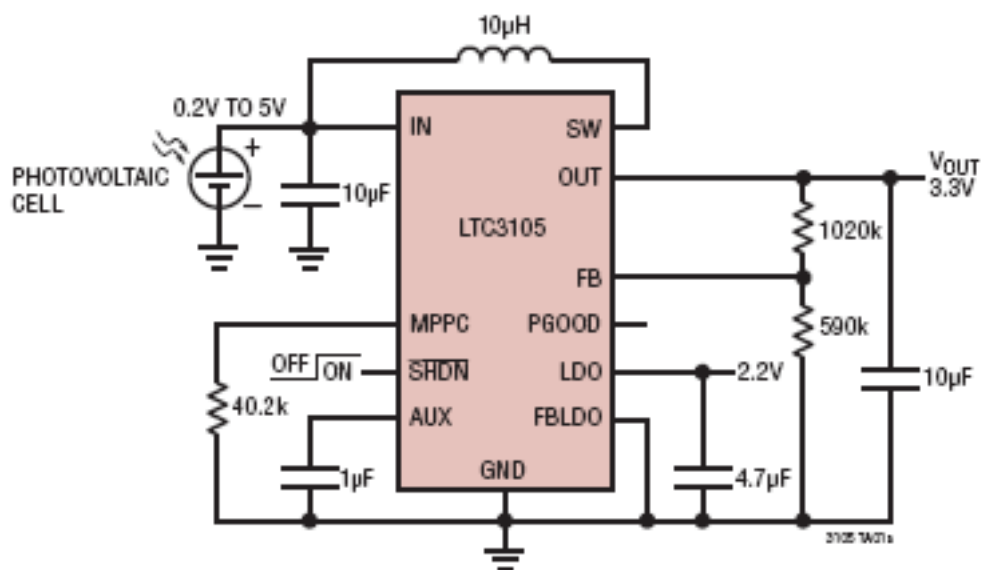


Abbildung 28 - Typisches Schaltbild des LTC3105 DC/DC MPP Reglers²⁵

²⁵ Auszug aus dem Datenblatt des LT3105-1 Typische Schaltung

2.5 Recherche Energiespeicherung

Bei Energy-Harvesting Anwendungen kann zwischen 2 grundlegenden Energiespeicher-Szenarien unterschieden werden:

1. Speicherung von Ereignisenergie zur Auslösung eines 1x Ereignisses (Funktaster)
2. Sammlung von Umgebungsenergie zum Aufrechterhalten permanenter Funktionen (Temperaturmessung zur Heizungsregelung)

Szenario 1 benötigt einen Energiespeicher, der ausreichend groß ist, um die Ereignisenergie aufzunehmen und seinem Steuerprozessor für die 1x Funktion zur Verfügung zu stellen. Dies wird üblicherweise durch einen größeren Kondensator realisiert (einige Millifarad).

Szenario 2 hingegen ist etwas schwieriger zu lösen, da hier sehr oft die Energieernte nur für beschränkte Zeit möglich ist (z. Bsp. bei Verwendung von Photovoltaik Generatoren). Ein Energiespeicher wird daher nötig, um die durchschnittliche Zeit zwischen den Energieernten zu überbrücken. Ein klassisches Beispiel für Szenario 2 ist die solare Warmwasseranlage (kein Energy-Harvesting Szenario). Während des Tages wird Wärmeenergie gesammelt, die am Abend für z. Bsp. Duschen, Abwasch, Heizung... wieder aufgebraucht wird.

Im Folgenden werden Energiespeicher für Harvesting-Systeme (Szenario 2) aufgelistet.

2.5.1 Doppelschichtkondensatoren ²⁶

Im folgenden Abschnitt wird allgemeines zum Thema der sog. Doppelschichtkondensatoren (EDLC – electrochemical double layer capacitor) erklärt, welche auch unter den Markennamen Supercap, Goldcap oder Ultracap bekannt sind.

Zitat: Elektronik Kompendium

„Der Doppelschichtkondensator ist eine Mischung aus Batterie und herkömmlichem Kondensator. Er kombiniert Schnelligkeit und großen Energiespeicher zu einem Superkondensator. Von seinen Eigenschaften her ist er zwischen Elektrolytkondensatoren und wiederaufladbaren Akkus angeordnet. Durch den

²⁶ Quelle: <http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0208301.htm>

Doppelschichtkondensator wurden einige Anwendungen erst möglich. Er ist trotz seiner hohen Kapazität besonders klein. Die Spannungsfestigkeit ist nicht besonders hoch. Sie liegt bei wenigen Volt.“

Mittlerweile gibt es verschiedenste Ausführungsformen von Doppelschichtkondensatoren. Spezielle Bauformen erzielen hohe Strombelastbarkeit (einige 100A) und können zur Rückspeisung von Bremsenergie in PKW, LKW und Bahn verwendet werden. Andere Bauformen werden zur Pufferung von CMOS-RAM-Speichern oder für Solaruhren benutzt. Diese Ausführungen haben relativ „hohe“ Innenwiderstände mit einigen 10-100 Ohm. Typische Kapazitätsangaben von EDLCs finden sich im Bereich von 1 Farad (F). Beginnend von 10mF bis über 100F gibt es ein breites Auswahlpektrum.

Wichtig: Bei der Verwendung eines Supercap für ein Energy-Harvesting-System ist auf geringen Leckstrom zu achten!

Typische Anwendungen

- Akku für eine Solaruhr
- Pufferung eines CMOS-RAM
- Rückspeisung im ms-Bereich von Bremsenergie in PKW, LKW und Bahn (hohe Strombelastbarkeit)
- Pufferung von GSM-Impulsströmen (100mF)

Folgende Grundregel gilt bei der Auswahl von EDLCs

- Innenwiderstand kleiner → Preis höher
- Kapazität größer → Preis höher

2.5.2 Li-Ion-Akkumulatoren²⁷

Details zur Technologie sind nicht Teil dieses Abschnitts. Es werden nur Kerneigenschaften sowie Vergleiche und Eignungen für Energy-Harvesting Systeme erörtert. Kennzeichnend für Li-Ion Akkumulatoren sind ihre äußerst hohe Energiedichte sowie ihre große Strombelastbarkeit. Daneben gibt es noch zahlreiche Vorteile gegenüber anderen Akkumulatortypen. Die Kerneigenschaften von Li-Ion Akkumulatoren sind:

- Geringe Selbstentladung
- Nennspannung 3,6V

²⁷ Quelle: <http://de.wikipedia.org/wiki/Lithium-Ionen-Akkumulator>

- Ladeschlussspannung 4,2V
- Lebensdauer einige 100 bis 1000 Zyklen, bis zu 5 Jahren
- Leistungsdichte 300-1500W/kg
- Energiedichte 95-150 Wh/kg

Die Kombination von Li-Ion-Akkumulatoren mit Energy-Harvesting-Systemen ist prinzipiell möglich. Es empfiehlt sich jedoch nur die Kombination mit sehr starken Harvestern, wie z. Bsp. photovoltaischen Arrays mit $>10\text{W}$ und Systemen mit höherem Stromverbrauch (einige mA permanent). Für miniaturisierte Harvester mit Erträgen im 100mW -Bereich ist ein Li-Ion-Akkumulator nicht als Energiespeicher geeignet.

2.5.3 Gegenüberstellung von Energiespeichertechnologien

Durch Division der Energiedichte durch die Leistungsdichte ergibt sich die Zeit für eine vollständige Entladung (bei maximaler Leistungsabgabe). An diesem Diagramm ist sehr gut erkennbar, dass sich der Doppelschichtkondensator als Mischform zwischen Akku und herkömmlichen Kondensator einreicht. Geeignete Supercaps für Energy-Harvesting-Systeme weisen eine hohe Energiedichte bei sehr geringer Leistungsdichte auf (hohe Kapazität, geringe Strombelastbarkeit).

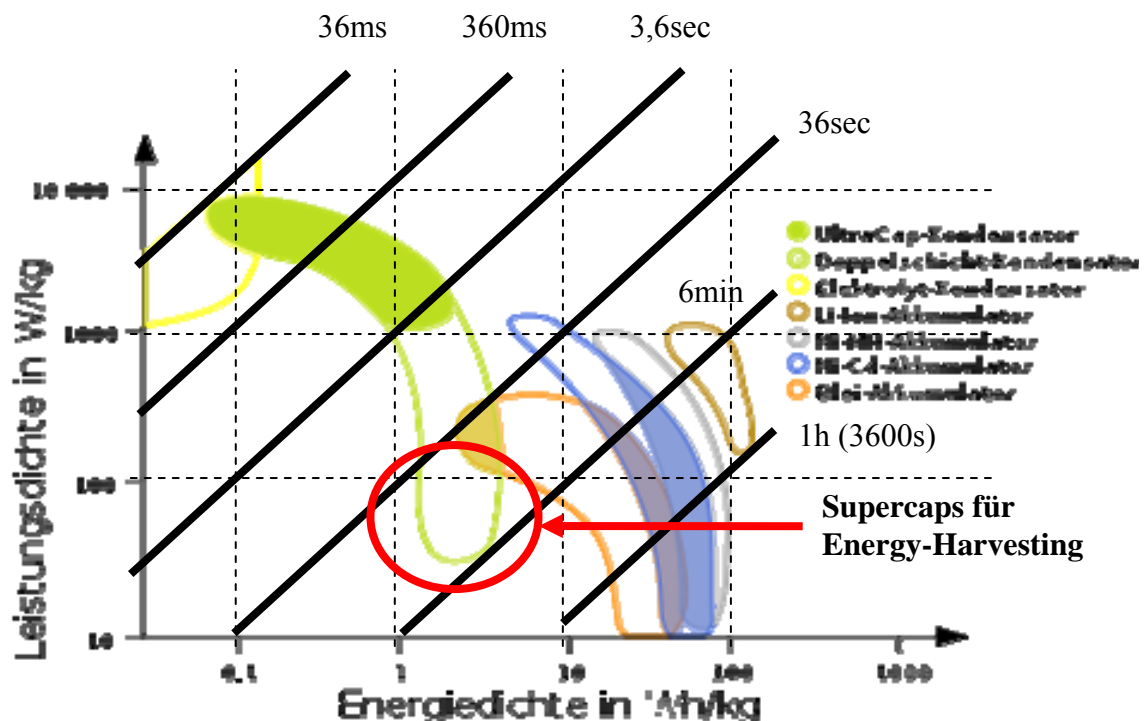


Abbildung 29 - Ragone Diagramm von Energiespeichern ²⁸

²⁸ Quelle: <http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/c/cd/Energiespeicher2.svg>

2.6 Recherche „Low Power RF-Übertragung im Nahbereich“

Im folgenden Abschnitt wird zum Thema der RF-Übertragung im Nahbereich recherchiert.

Zunächst werden einige Lösungsmöglichkeiten und Konzepte für den Aufbau des Systems vorgestellt. Verschiedene Produkte (Prozessoren, RF-Transceiver und Antennen) werden verglichen und bewertet.

2.6.1 Allgemeines

Um eine RF-Übertragung zu realisieren, ist zunächst ein sog. RF-Transceiver notwendig (Transceiver → Transmitter & Receiver). Mittels einer Antenne werden Daten empfangen oder versendet. Die Antenne bestimmt dabei maßgeblich die mögliche Reichweite. Weiters ist ein Mikroprozessor erforderlich, der die Applikationsforderung realisiert. Zu diesen Aufgaben gehören üblicherweise die Erfassung von Messwerten, eine (zyklische) Übertragung via RF sowie die Steuerung von Aktoren.

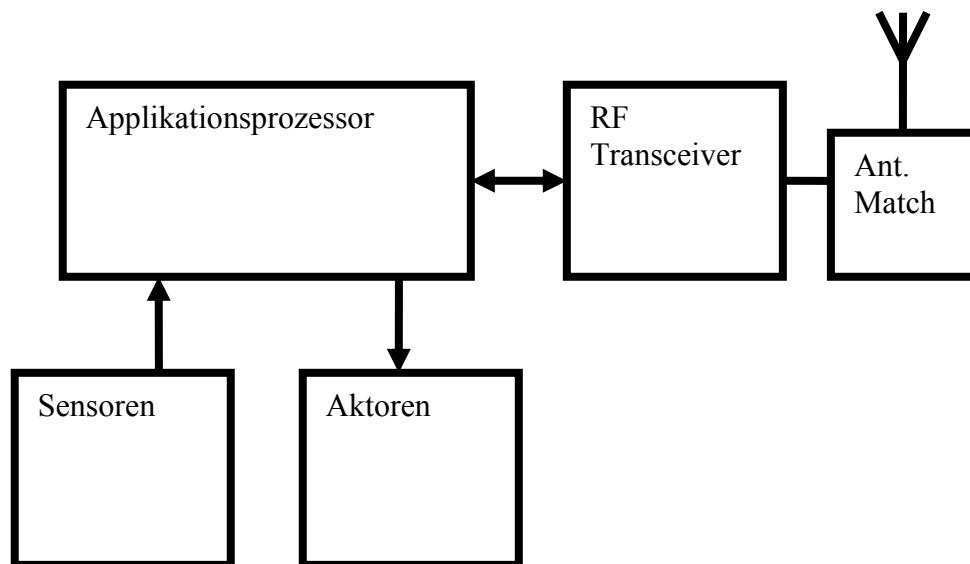


Abbildung 30 - Allgemeines Blockschaltbild eines Funkmoduls

2.6.2 SOC's

Anhand des obigen Blockschaltbildes ist erkennbar, dass die Hauptkomponenten jeweils als Blöcke dargestellt sind. Moderne Technologien erlauben es nun, diese Unterteilungen zum Teil aufzuheben und sog. SOC (System On a Chip)-Prozessoren herzustellen.

Konkret bedeutet dies, dass in einem einzigen Chip große Teile der Schaltung bereits enthalten sind (Auch analoge Komponenten). Es müssen (nur mehr) die nicht integrierbaren Bauelemente am PCB untergebracht werden.

Hierzu gehören z. Bsp.:

- Antenne
- externe Sensoren (PT100 oder PT1000 Sensoren für abgesetzte Temperaturmessungen)
- Aktoren wie Stellmotoren, Servos,...

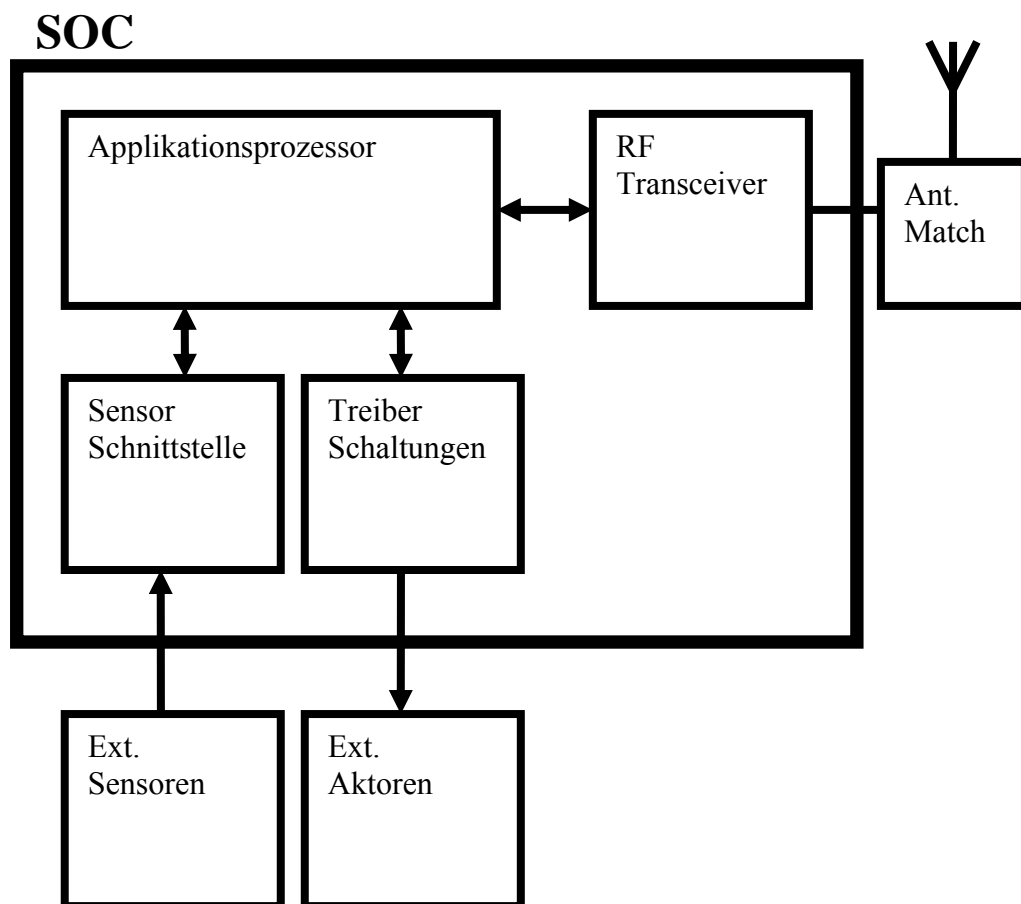


Abbildung 31 - Blockschaltbild eines Funkmoduls mit SOC

2.6.3 Low Power-Mikroprozessoren

Im folgenden Abschnitt werden 3 Low Power-Mikroprozessoren verglichen.

Es handelt sich dabei um folgende Typen:

- CC430F6137 (SOC von Texas Instruments - ISM)
- AT86RF212 (SOC von Atmel – Zigbee & ISM)
- PIC24F16KA102 (μ C von Microchip mit nanoWattXLP™ Technologie)

Dabei werden die theoretischen Stromaufnahmen sowie die verfügbaren Low Power Modi aufgelistet und bewertet.

2.6.3.1 CC430F6137²⁹

Der CC430 Mikroprozessor ist ein sog. SOC mit integriertem RF-Transceiver. Er verfügt weiters über ausgefeiltes Power Management sowie ausgereifte Stromsparfunktionen.

Der CC430 kann in 7 Modi betrieben werden, wobei jeder LPM Modus weitere Peripherie deaktiviert.

- Active Mode (CPU On)
- LPM0 ... LPM3 (Cpu Off, div. Clocks On)
- LPM4 (all Clocks Off)
- LPM5 (RAM Retention Off)

²⁹ Quelle: Datenblatt des CC430F6137 - Electrical

Active Mode

Randbedingungen:

VCC = 3.0V

Programmausführung erfolgt im Flash

VCORE Level 3

Ta = 25°C

Taktrate	Stromverbrauch
1MHz	0.28mA
8MHz	1.85mA
12MHz	2.75mA
16MHz	3.65mA
20MHz	4.55mA

Tabelle 5 - CC430 Stromverbrauch im Active Mode

Low Power Modes

Randbedingungen:

VCC = 3.0V

Programm Ausführung erfolgt im Flash

VCORE Level 3

Ta = 25°C

	Stromverbrauch
LPM0,1	90µA
LPM2	7.5µA
LPM3 (Crystal)	2.2µA
LPM3 (VLO)	1.3µA
LPM4	1.2µA

Tabelle 6 - CC430 Stromverbrauch im Low Power Mode

2.6.3.2 AT86RF212³⁰

Der Mikrochip AT86RF212 ist ein sog. SOC mit integriertem RF-Transceiver. Beim Design wurde das Hauptaugenmerk auf die Integration des RF-Transceivers gelegt. Die Stromsparfunktionen sind dadurch weniger stark ausgeprägt. Der Sleep Mode ist vergleichbar mit dem LPM4 Modus des CC430. Die Taktgeneratoren sind deaktiviert und ein Wakeup erfolgt nur durch ein externes Event (RST, SLP_TR).

	Stromverbrauch
TX 0dBm	13mA
TX +5dBm	17mA
TX +10dBm	25mA
RX_ON – high sensivity	9.2mA
RX_ON – low sensivity	8.7mA
PLL_ON	4.7mA
TRX_OFF	0.4mA
SLEEP	0.2μA

Tabelle 7 - AT86RF121 Stromverbrauch

³⁰ Quelle: Datenblatt des AT86RF212

2.6.3.3 PIC24F16KA102³¹

Der vorgestellte Mikroprozessor hat 3 Betriebsmodi: Operating, Idle, Sleep. Der Idle Mode ist vergleichbar mit LPM1 oder LPM2, der Sleep Mode mit LPM3 bis LPM5 des CC430 Mikroprozessors. Die folgenden Tabellen geben Auskunft über typische Stromverbräuche bei den Randbedingungen:

$$V_{cc} = 3.3V$$

$$T_a = 25^{\circ}C$$

Taktrate	Stromverbrauch
1MHz / 0.5MIPS	365µA
2MHz / 1MIPS	695µA
32MHz / 16MIPS	11mA
8MHz / 4MIPS (RC)	3.05mA
31kHz (LPRC)	15µA

Tabelle 8 - PIC24F16KA102 Stromverbrauch im Operating Mode

Taktrate	Stromverbrauch
1MHz / 0.5MIPS	106µA
2MHz / 1MIPS	160µA
32MHz / 16MIPS	3.1mA
8MHz / 4MIPS (RC)	0.95mA
31kHz (LPRC)	4µA

Tabelle 9 - PIC24F16KA102 Stromverbrauch im Idle Mode (Core Off)

³¹ Quelle: Datenblatt des PIC24F16KA102

Sleep Current (Power Down) - vergleichbar mit TI LPM3 – 5

Zum besseren Verständnis werden hier die Basis Stromverbräuche von einzelnen Chip-Modulen dargestellt. Im sog. Deep Sleep Mode wird der Prozessor auf sehr geringem Stromverbrauch betrieben. Ein Wakeup aus dem Sleep oder Deep Sleep Mode kann hier nur noch durch spezielle Ereignisse erfolgen (z. Bsp. POR, EXTINT0, WDT, RTC Alarm).

	Stromverbrauch
Base Power Down Current	0.105µA
WDT Current (ΔI)	0.87µA
Timer 1 – 32kHz Quarz (ΔI)	0.73µA
Brown Out Reset – BOR (ΔI)	4.5µA
RTCC (ΔI)	0.86µA
LP-BOR (ΔI)	0.095µA
Base Deep Sleep Current	0.035µA
DS-WDT (ΔI)	0.55µA
DS-BOR	0.010µA
RTCC (ΔI)	0.86µA

Tabelle 10 - PIC24F16KA102 Stromverbrauch im (Deep) Sleep Mode

Man sieht hier sehr schön, dass dieser Prozessor vor allem im unteren Bereich des Stromverbrauches sehr fein skalierbar ist.

2.6.4 Low Power RF-Transceiver³²

Zum Hauptauswahlkriterien für den RF-Transceiver zählen zunächst die unterstützten Frequenzbänder und Funkstandards. Dabei stellt sich zunächst die Kernfrage, ob ein proprietäres oder standardisiertes Funkprotokoll zum Einsatz kommen soll. Ebenso müssen nationale Restriktionen bei der Verwendung von Sub 1GHz-Bändern beachtet werden.

Das 2.4GHz-Band ist in großen Teilen der Welt frei zugänglich. Daher gibt es natürlich auch eine Vielzahl an Geräten, welche als zusätzliche Störquellen betrachtet werden müssen.

Zurzeit werden folgende wesentlichen Funkbänder unterschieden:

- Sub 1GHz (433MHz, 868MHz,...)
- 2.4GHz

Verbreitete standardisierte Protokolle:

- IEEE 802.15.4/ZigBee® (2.4GHz)
- RF4C

Auf die genauen Details der einzelnen Funkstandards wird hier nicht weiter eingegangen. Ein weiteres wesentliches Merkmal bei der Auswahl sind die Low Power Fähigkeiten des RF-Transceivers. Vor allem interessant sind Features wie WOR (Wake on Radio) und Stromverbrauch im „Sleep Mode“. Sehr wichtig sind auch die Power On Zeiten der Oszillatoren sowie Datenraten, da diese maßgeblich die ON-Zeit des RF-Transceivers bestimmen.

³² Quelle: TI Low Power RF Designer Guide

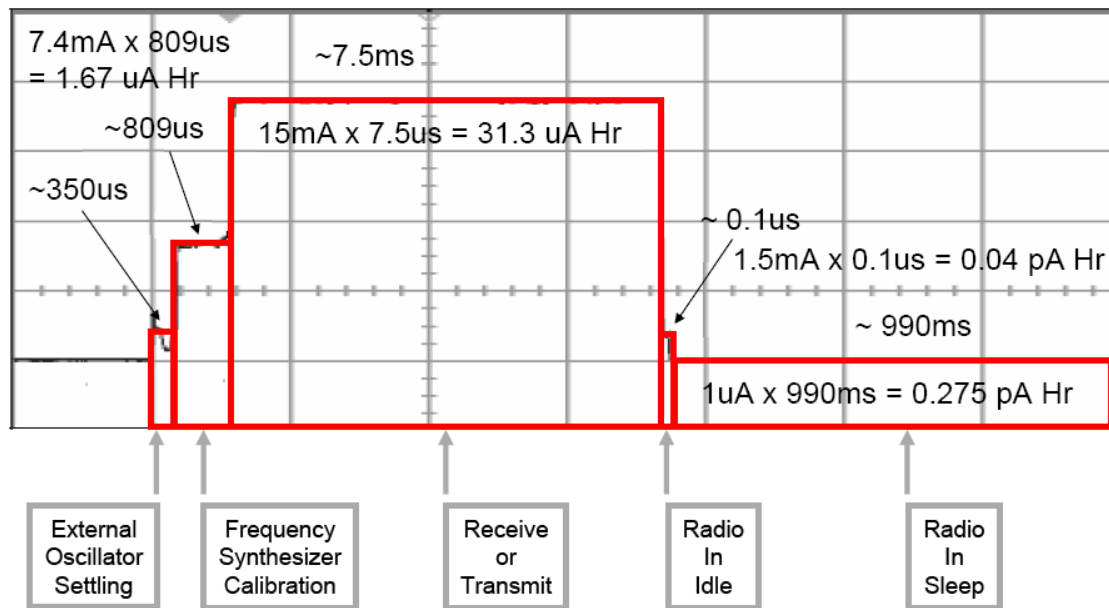


Abbildung 32 - Typisches Stromprofil des RF-Transceivers CC2500³³

Duty Cycle = 1 Übertragung/sec.

Aus diesem Stromprofil ist erkennbar, dass der Großteil der Energie in der Übertragungsphase liegt ($31.3\mu\text{Ah}$). Die Startup-Phase verbraucht mit $1.67\mu\text{Ah}$ noch immer 6x mehr Strom als die Sleep Phase. Anhand dieses Szenarios geht hervor, dass der Haupt-Stromverbraucher durch die RF-Übertragung entsteht. Dies gilt jedoch nur für Systeme mit großer Paketlänge sowie häufiger Übertragung (High Duty Cycle).

³³ Quelle: TI Low Power RF Designer Guide

Folgende Grafiken erläutern die verschiedenen Szenarien für High und Low Duty Cycle-Systeme:

High Duty Cycle → Häufige Übertragung

Low Duty Cycle → seltene Übertragung

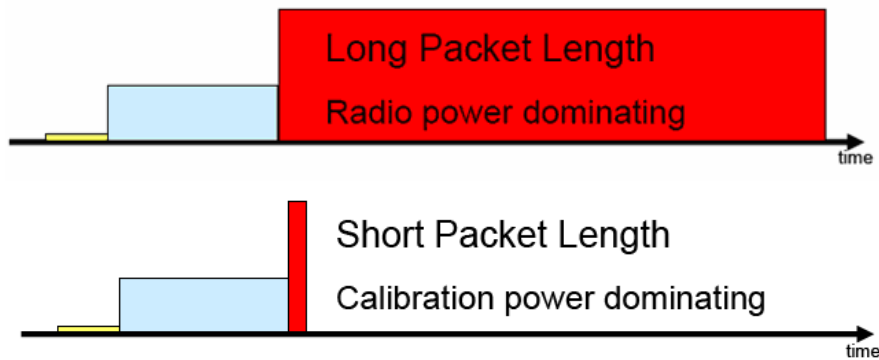


Abbildung 33 - Stromverbrauchszenario für High Duty Cycle-Applikationen ³⁴

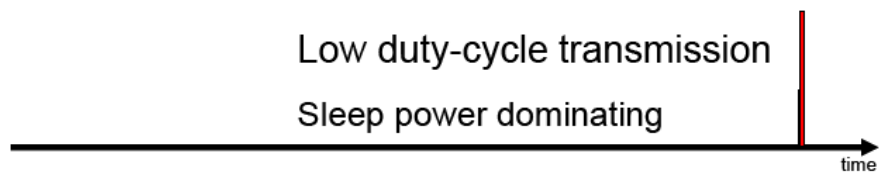


Abbildung 34 - Stromverbrauchszenario für Low Duty Cycle-Applikationen ³⁵

³⁴ Quelle: TI Low Power RF Designer Guide

³⁵ Quelle: TI Low Power RF Designer Guide

2.6.5 Antennen

Es gibt mehrere Möglichkeiten die nötige Antenne zu realisieren:

- PCB Antenne (patentiert oder Standard)
- Chip Antenne (durch einen IC)
- Externe Antenne (z. Bsp. Peitschenantenne)
- Drahtantenne

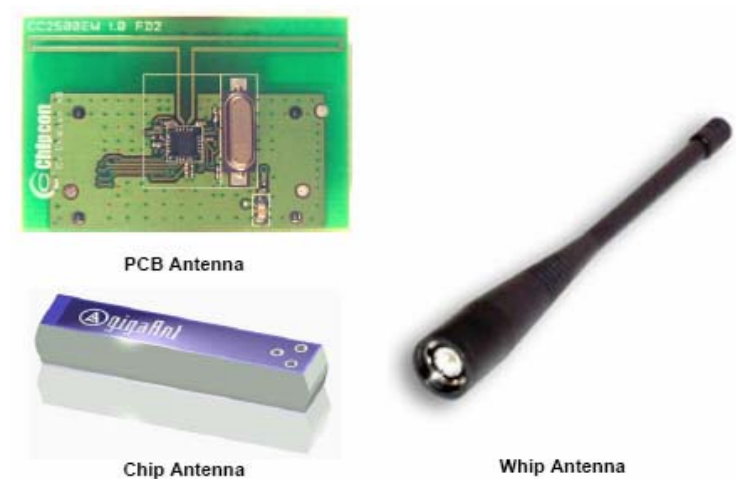


Abbildung 35 - Antennenformen ³⁶

Diese Realisierungsarten haben folgende Vor- und Nachteile:

Antenne Typen	Vorteile	Nachteile
PCB Antenne (non IP based)	<ul style="list-style-type: none">• Niedrige Kosten• Gute Performance• Standard Design• Bei hohen Frequenzen sehr geringer Platzbedarf	<ul style="list-style-type: none">• Kleine Antenne schwierig zu designen• Bei niedrigen Frequenzen viel Platzbedarf
Chip Antenne	<ul style="list-style-type: none">• Sehr klein• Geringe TTM	<ul style="list-style-type: none">• Mittlere Performance• Mittlere Kosten
Peitschenantenne	<ul style="list-style-type: none">• Gute Performance• Geringe TTM	<ul style="list-style-type: none">• Hohe Kosten

³⁶ Bild: Quelle – TI – Antenna Selection Guide - PDF

PCB Antenne (IP based)	<ul style="list-style-type: none"> • Support von IP Gesellschaft • Geringe TTM 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Kosten im Vergleich zu Standard PCB Antenne
Drahtantenne	<ul style="list-style-type: none"> • Sehr günstig 	<ul style="list-style-type: none"> • Mechanische Toleranz und Position beeinflusst die Performance

Tabelle 11 - Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile von verschiedenen Antennen³⁷

2.6.5.1 Wellenlänge und Frequenz

Zunächst müssen Überlegungen bezüglich der Frequenz und der daraus resultierenden Wellenlänge angestellt werden. Bei einer Halbierung der Frequenz verdoppelt sich in etwa die Reichweite (vorausgesetzt gleichbleibende Sendeleistung, Antennenverstärkung, Empfängerempfindlichkeit und Sichtverbindung). Dies bedingt jedoch auch eine Verdopplung der Wellenlänge sowie eine Vergrößerung der Antenne um Faktor 2

$$\lambda[m] = \frac{2.99792458 \cdot 10^8 \text{ m/sec}}{f[GHz]}$$

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Formel 12 - Berechnung der Wellenlänge

Frequenz [MHz]	$\lambda/4$ [cm]	λ [cm]
2400	3,05	12,236
915	8,19	32,76
868	8,63	34,5
433	17,3	69,2
27	277,58	1110,3

Tabelle 12 - Wellenlängen für Standard Funkbänder

³⁷ Tabell: Quelle – TI – Antenna Design Guide - PDF

2.6.5.2 Free Space-Modell - Friis Transmission Equation³⁸

Zitat: Mathematische Simulation drahtloser Netzwerke

„Das so genannte Free Space Modell betrachtet die Wellenausbreitung im leeren Raum. Die Radiowellen breiten sich ungehindert kugelförmig um die Sendeantenne aus. Der Wert, der sich aus dem Free Space Modell ergibt, wird als Freiraumdämpfung bezeichnet. Nach dem Energieerhaltungsgesetz geht Energie niemals verloren und da im leeren Raum keine Objekte da sind, welche die Wellen beeinflussen können, verteilt sich die ausgesendete Energie gleichmäßig auf die Oberfläche einer imaginären Kugel rund um die Antenne. Je größer der Radius der Kugel (entspricht Distanz zum Sender) ist, desto weniger Energie entfällt auf jede einzelne Stelle der Kugeloberfläche“

Die Oberfläche einer Kugel berechnet sich durch die Formel:

$$A_o = 4\pi * r^2$$

Daraus ergibt sich, dass die Energie im leeren Raum quadratisch zur Distanz abnimmt.

Friis Übertragungs- Gleichung liefert das primäre mathematische Modell zur Berechnung der Freiraumdämpfung.

$$P_R = P_T * G_R * G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi * r} \right)^2$$

Formel 13 - Friis Übertragungsgleichung (Free Space-Modell)

mit

λ [m]...Wellenlänge

P_R [dBm]...empfangene Leistung

P_T [dBm]...Sendeleistung

G_T [dBi]... Verstärkung der Sendeantenne

G_R [dBi]... Verstärkung der Empfangsantenne

r [m]... Abstand zwischen den Antennen

³⁸ Quelle: Mathematische Simulation drahtloser Netzwerke

2.6.5.3 Single Ended / Differential ³⁹

Eine Entscheidung, welche getroffen werden muss, ist der Einsatz einer „Differential“ oder „Single Ended“-Antenne.

Moderne Radio Transceiver ICs haben üblicherweise differentielle Ausgänge.

Eine „Differential“-Antenne kann somit direkt angeschlossen werden.

Entscheidet man sich für eine „Single Ended“ Type am selben Transceiver, muss ein so genannter „Balun“ (Balanced \leftrightarrow Unbalanced), auch bekannt als

Symmetrieübertrager, verwendet werden.

Dafür sind zumindest 4 Kapazitäten und 2 Induktivitäten erforderlich.

Referenzdesigns für einen Single Ended oder Differential-Antenne sind üblicherweise in den Datenblättern der Radio-Transceiver enthalten.

differential	single ended
+ geringeres Rauschen	- Balun nötig / mehr Bauteile
+ höherer Gewinn	+ weit verbreitet
+ einfaches Design / kein Balun	+ Standard in HF Messtechnik
- empfindlich bei nahen Masseflächen	+ Antenne kleiner
- schwierig zu integrieren	+ leichter eine gute Antennenanpassung zu erreichen
- höherer Entwicklungsaufwand	
- schwierig abzugleichen, üblicherweise keine 50Ohm Anpassung	

Tabelle 13 - Vor- und Nachteile von Single Ended und Differential-Antennen

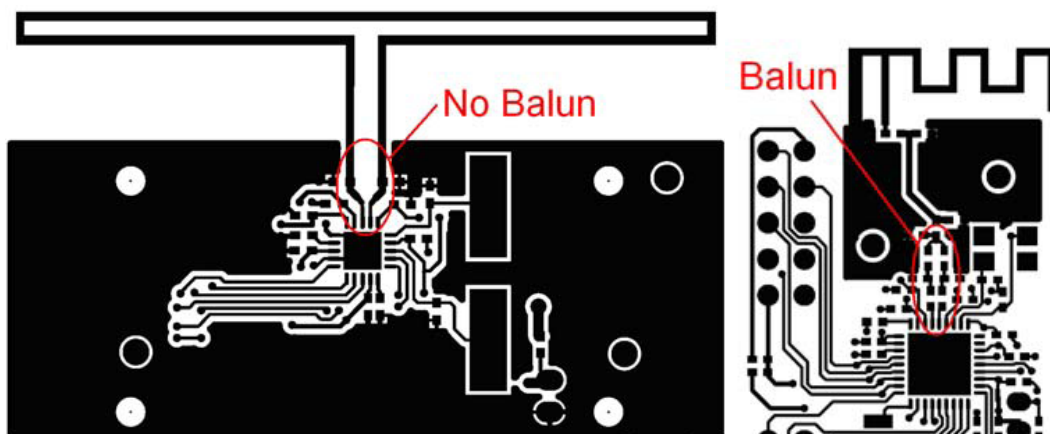


Abbildung 36 - PCB-Antennendesign (single ended und differential)

³⁹ Quelle: (2) Nachrichtenübertragungstechnik

2.7 Anwendungs-Beispiele

2.7.1 TI's eZ430-Chronos Sportuhr⁴⁰

Das Entwicklungskit eZ-430 von TI ermöglicht eine einfache Entwicklung von Wireless Networking Anwendungen. Als Prozessor kommt ein CC430 mit integriertem RF Frontend zum Einsatz.

Zitat: EZ430 Development Tool

„Die wichtigsten Features des eZ430-Chronos:

- Tragbares Format ermöglicht unkompliziertes Entwickeln auch außerhalb der gewohnten Umgebung
- In drei Ausführungen für verschiedenen RF-Frequenzbänder (915, 868 und 433 MHz) verfügbar und somit weltweit einsetzbar
- Integrierter 3-Achsen-Beschleunigungsmesser für eine bewegungsabhängige Steuerung sowie Sensoren für Messzwecke, wie z. B. Höhen-, Temperatur- und Batteriespannungsmesser
- Interner CC430-Speicher für die Datenspeicherung; kann bis zu 11 Stunden an Daten (z. B. Herzfrequenzdaten) fassen
- eZ430-Emulator ermöglicht zusätzlich zum Basis-Software-Framework und zu den RF-Funktionen eine einfache Programmierung und Fehlersuche
- Großes 96-Segment-LCD-Display mit direkter Steuerung durch den CC430
- Kostengünstiges System beinhaltet die gesamte Unterstützungs-Hardware und -Software und bietet dem Entwickler größere Mobilität bei reduzierten Entwicklungskosten“



Abbildung 37 - eZ430-Chronos Sportuhr

⁴⁰ Quelle: TI's EZ430 Development Tool - PDF

2.7.2 Micropelt's TE Power Bolt⁴¹

Der TE Power Bolt ist ein thermoelektrischer Generator, welcher mittels M24 Gewinde direkt an einer Wärmequelle aufgeschraubt werden kann (z. Bsp. an einem Heizungsrohr). Eine Temperaturdifferenz der Wärmequelle von etwa 10-20°C oberhalb der Umgebungstemperatur ist nötig, um eine Funktion zu gewährleisten. Ein integrierter DC/DC-Wandler ermöglicht die Ausgabe einer stabilisierten Ausgangsspannung im Bereich von 1.2V bis 5V. Die Ausgangsleistung beträgt etwa 0.2 bis 15mW.

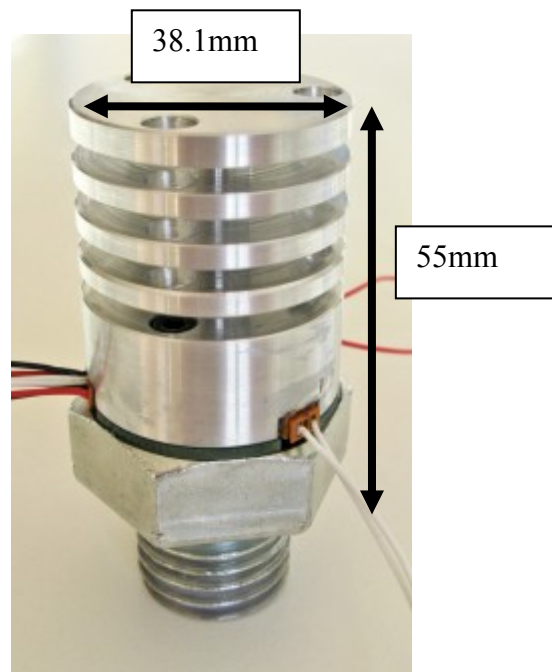


Abbildung 38 - TE Power Bolt von Micropelt

⁴¹ Quelle: www.micropelt.com

2.7.3 EnOcean's PTM200⁴²

Zitat: PTM200 User Manual

„Mit dem batterielosen Funkschaltmodul PTM 200 steht ein miniaturisiertes Schaltermodul (40 mm x 40 mm x 11,2 mm) zur Verfügung, mit dem sehr flache Aufputzschalter oder Fernbedienungen realisiert werden können. Die Betätigungskraft beträgt nur etwa 7 N bei einem Betätigungsweg von 1,8 mm. Es sind optional ein oder zwei Wippen oder bis zu vier Tasten realisierbar.“

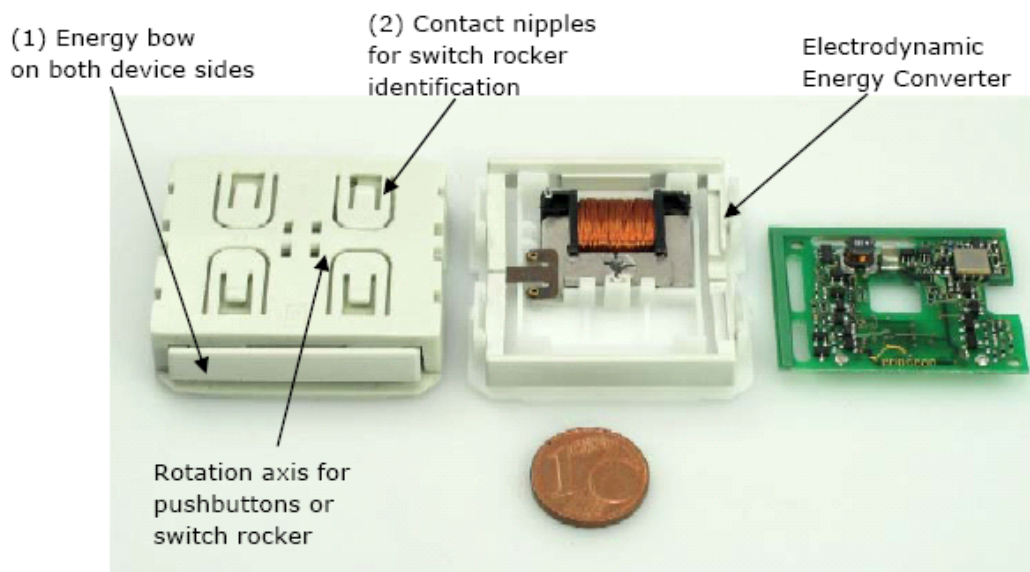


Abbildung 39 - PTM200 Funkschalter von EnOcean

⁴² Quelle: http://www.enocean.com/de/enOcean_module/PTM_200_User_Manual_V1.30_01.pdf/

2.8 Zusammenfassung der Rechercheergebnisse

Im folgenden Abschnitt erfolgt eine Zusammenfassung der Rechercheergebnisse.

Ebenso werden die Technologien bezüglich ihrer Eignung für das Projekt bewertet. Die Bewertungskriterien werden pro Unterkapitel definiert.

Diese Zusammenfassung erfolgt für die Unterkapitel:

- Energy-Harvesting - Generatoren
- DC/DC-Wandlung
- Low Power Temperatur-Messung
- Energiespeicherung

2.8.1 Energy-Harvesting – Generatoren

Im folgenden Abschnitt werden die vorgestellten Generatortypen (allgemein) gegenübergestellt. Es erfolgt hier keine spezifische Bauteilbewertung.

Bewertungs- Kriterien:

- Miniaturbauform
- Ausgangsspannung
- Energiedichte

Generatortyp	Miniatur- bauform	Ausgangs- spannung	Leistungs- abgabe
Thermo- elektrisch	Ja	DC < 5V	25 μ W/cm ² bis 10mW/cm ²
Piezo- Elektrisch	Ja	AC < 100V	4 μ W/cm ² bis 100 μ W/cm ²
Elektro- magnetisch	Schlecht nein	AC	n/a
Photo- voltaisch	Schlecht nein	DC 0.5V/Zelle	10 μ W/cm ² bis 10mW/cm ²

Tabelle 14 - Allgemeine Gegenüberstellung von Energy-Harvester Typen

Folgende Tabelle gibt Aufschluss über die zu erwartende Energiedichte von verschiedenen Energiequellen. Es ist erkennbar, dass die höchsten Leistungsabgaben durch hohe Temperaturdifferenz sowie das Sonnenlicht im Freien erreicht werden.

Energy Source	Harvested Power
Vibration / Motion	
Human	4 μ W/cm ²
Industry	100 μ W/cm ²
Temperature Difference	
Human	25 μ W/cm ²
Industry	1 – 10 mW/cm ²
Light	
Indoor	10 μ W/cm ²
Outdoor	10 mW/cm ²
RF	
GSM	0.1 μ W/cm ²
WiFi	0.001 mW/cm ²

Abbildung 40 - Energy-Harvesting Power Estimates ⁴³

Projekteignung

Bezüglich der Eignung im Projekt bieten sich am besten thermo-elektrische Generatoren an.

Diese weisen eine recht hohe Leistungsabgabe bei hoher Temperatur ab und sind in miniaturisierter Bauform erhältlich. Ebenso denkbar ist die Verwendung von photovoltaischen Generatoren oder elektromagnetischen Generatoren.

⁴³ Quelle: Energy-Harvesting Übersicht von TI

http://www.ti.com/corp/docs/landing/cc430/graphics/slyy018_20081031.pdf

2.8.2 DC/DC Wandlung

Im folgenden Abschnitt erfolgt eine Bewertung der zuvor aufgelisteten DC/DC-Konverter.

Dabei werden hauptsächliche elektrische Bewertungskriterien angewendet, welche den entsprechenden Datenblättern entnommen wurden.

Bewertungskriterien:

- Wandlungsart
- Eingangsspannungsbereich
- Ausgangsspannungen
- Stromvermögen
- Power Management Funktionalität

Baustein	Wandlung	Vin	Vout	Strom	Power Management
LT3105	DC/DC mit MPP für Solar	200mV Bis 5V	2 Kanäle: OUT: 1.5V bis 5.25V LDO: 1.2V bis 5V	OUT: 400mA LDO: 12mA	Nein
LT3108	DC/DC für TEG AC/DC für elektro-magnetische Generatoren	20mV bis 500mV	4 Kanäle: OUT: 2.3 bis 5.1V OUT2: wie OUT LDO: 2.2V fix STORE: bis 5.5V	OUT: 4.5mA OUT2: 300mA LDO: 11mA STORE: 4.5mA	Ja, STORE Anschluss für Akku oder Supercap
LT3588	AC/DC für Piezo-elektrische Generatoren	Bis 20V	1 Kanal: OUT: 1.8V bis 3,6V	OUT: 100mA Cont. 250mA Peak	Ja, erfordert einen Kondensator für Funktion

Tabelle 15 - Gegenüberstellung von DC Wandler IC's

Mit den drei aufgezählten Konvertern können alle Arten von Energy-Harvestern betrieben werden.

Der LT3105 ist ideal geeignet für photovoltaische Generatoren ab einer Zelle, verfügt jedoch über kein Power Management. Es ist ein reiner DC/DC-Konverter.

Der LT3108 kann als DC/DC Konverter für Kleinstspannung betrieben werden. Hierzu muss extern jedoch ein Transformator angeschaltet werden. Ist eine kleine AC-Spannung vorhanden, so kann diese direkt eingespeist werden. Damit können elektromagnetische sowie thermoelektrische Generatoren an diesem Baustein betrieben werden. Ebenso ist ein Power-Management enthalten, das ein Sequenzieren der vier Ausgangskanäle durchführt.

Der LT3588 wird speziell für piezo-elektrische Generatoren verwendet. Er verfügt über einen AC-Eingang bis 20V. Ebenso sind minimale Power Management Funktionen enthalten.

Projekteignung

Bezüglich der Eignung für das Projekt ist der LT3108 am besten geeignet. Er bietet die beste Adaptierung an einen TEG und beinhaltet ebenso ein Power-Management. Durch die vier Ausgangskanäle können beliebige Kombinationen von Ausgangsspannungen eingestellt werden, ohne zusätzliche externe Bauelemente zu benötigen.

2.8.3 Low Power Temperaturmessung

Im folgenden Abschnitt werden die zwei Szenarien zur Temperaturmessung bewertet.

Dies erfolgt anhand folgender Kriterien:

- Stromverbrauch / Messung
- Standby-Stromverbrauch
- Bauteilaufwand
- Messbereich
- Genauigkeit

	DS18B20	AD7792
Stromverbrauch / Messung	9 Bit: 140 μ As 10Bit: 281 μ As 11Bit: 562 μ As 12Bit: 1.125 μ As	Bei 212ms Sample-Zeit und Current Source: 10 μ A: 108 μ As 0.2mA: 148 μ As 1mA: 318 μ As
Standby Stromverbrauch	1 μ A	1 μ A
Bauteilaufwand	1 Pullup R	4xR, 2xC, ext. Sensor
Messbereich	-55°C bis +125°C	Abhängig vom Sensor von - 40°C bis zu 500°C
Genauigkeit	+0.5°C (-10°C bis +85°C)	Abhängig von Sensortyp sowie Kalibration

Tabelle 16 - Gegenüberstellung der Low Power Temperatursensoren

Es ist deutlich erkennbar, dass der AD7792 bei maximaler Abtastzeit einen geringeren Stromverbrauch aufweist als der DS18B20.

Projekteignung

Der 1-wire Temperaturfühler DS18B20 ist werkskalibriert und benötigt nur einen GPIO als Schnittstelle. Sind Temperaturbereich sowie Genauigkeit ausreichend, sollte dieser Bauteil bevorzugt werden, da Aufwand an Bauteilen sowie Ressourcen deutlich geringer ist. Ist eine häufige Messung mit größerer Genauigkeit erforderlich, so sollte der AD7792 verwendet werden. Dieser bietet größere Auflösung (bis 24Bit), jedoch muss der angeschlossene Sensor kalibriert werden.

2.8.4 Energiespeicherung

Im folgenden Abschnitt werden die zwei zuvor erwähnten Energiespeichertypen (EDLC und Li-Ion Akku) bewertet.

Dies erfolgt anhand von folgenden Kriterien:

- Max. Zellenspannung
- Leistungsdichte
- Energiedichte
- Lebensdauer

	EDLC	Li-Ion Akkumulator
Max. Zellenspannung	2.5V	4.2V
Leistungsdichte	20 – 1000W/kg	300-1500W/kg
Energiedichte	0.1 - 4.1Wh/kg	95-150Wh/kg
Lebensdauer	500.000 Zyklen oder 90.000h (10 Jahre)	Bis zu 1000 Zyklen oder 5 Jahren

Tabelle 17 - Gegenüberstellung von Energiespeichertypen

Projekteignung

Ein EDLC ist zu bevorzugen. Durch den äußerst geringen Standby Stromverbrauch einer Low Power Applikation, ist die hohe Energiedichte eines Li-Ion Akkus nicht erforderlich. Bei Applikationen mit höherem Stromverbrauch sind hingegen Li-Ion Akkumulatoren zu bevorzugen.

2.8.5 Low Power RF Übertragung im Nahbereich

Im folgenden Abschnitt erfolgt eine Bewertung der vorgestellten Low Power-Prozessoren:

- CC430F6137
- AT86R212
- PIC24F16KA102

Die Bewertung erfolgt anhand der Kriterien:

- Stromverbrauch in verschiedenen Zuständen
- Skalierbarkeit des Stromverbrauches
- Funktionalität

	CC430F6137	AT86R212	PIC24F16KA102
Stromverbrauch allg.	Niedrig	Mittel	Sehr niedrig
Skalierbarkeit des Stromverbrauches	Hoch	Kaum	Sehr hoch
Funktionalität	SOC	SOC	µP

Tabelle 18 - Gegenüberstellung von Low Power Mikroprozessoren

Der CC430 Chip ist ein sog. SOC mit integriertem RF-Transceiver.

Die Stromaufnahme und Taktrate der CPU ist dabei sehr gut skalierbar. Der RF-Transceiver ist bei diesem Prozessor „dazugebaut“ worden und verhält sich wie ein autonomes Modul, ähnlich einem UART oder SPI Block. Der CC430 Chip ist daher besonders gut geeignet für Anwendungen mit Funkübertragung, welche auch im Sleep-Zustand eine extrem niedrige Stromaufnahme aufweisen.

Atmels AT86RF212 hingegen ist mehr ein RF-Transceiver als ein Prozessor. Die Kernfunktionalitäten und Betriebsmodi werden fast ausschließlich durch das RF-Frontend bestimmt. Es gibt nur einen Stromsparmodus für den Sleep Betrieb. Der AT86RF212 ist gut geeignet für Anwendungen, bei welchem die Funkübertragung im Vordergrund steht und Stromsparfunktionen nebensächlich sind.

Der PIC Prozessor ist im Vergleich zu den anderen beiden kein SOC sondern ein normaler Mikroprozessor. Die Stromspar-Funktionalitäten sind stärker ausgeprägt als

beim CC430. Vor allem im Bereich der Sleep und Deep Sleep Stromsparmodi ist der PIC dem CC430 um einiges voraus. Dieser Prozessor ist sehr gut geeignet für alle Applikationen, welche sich hauptsächlich im Sleep Zustand befinden.

Projekteignung:

Der CC430 Mikroprozessor ist zu bevorzugen, da er einen integrierten RF-Transceiver enthält. Die Skalierbarkeit des Stromverbrauchs ist zudem sehr gut.

2.8.6 Antennen

Im folgenden Abschnitt erfolgt eine Bewertung der vorgestellten Antennentypen.

Die Bewertung erfolgt dabei anhand folgender Kriterien:

- Kosten
- Performance (Antennengewinn)
- Platzbedarf

	Kosten	Performance	Platzbedarf
PCB Antenne (non IP based)	Niedrig	Gut	Hohe F → klein Geringe F → groß
PCB Antenne (IP based)	Hoch (im Vgl. zu non IP based)	Gut	Klein
Chip Antenne	Mittel	Mittel	Sehr klein
Peitschenantenne	Hoch	Gut	Groß (extern)
Drahtantenne	Sehr niedrig	Abhängig von mech. Toleranz	Mittel

Tabelle 19 - Gegenüberstellung von Antennenformen

Projekteignung

Die beste Eignung erzielt eine PCB Antenne. Dies ist bedingt durch die geringen Kosten sowie den Platzbedarf. Weiters kann eine gute Performance erzielt werden. Nachteilig ist hier ein deutlich höherer Entwicklungsaufwand als beim Einsatz einer Peitschenantenne.

3 Präzisierung der Aufgabenstellung

Anhand der gewonnen Informationen aus der Recherche wird die Aufgabenstellung nun präzisiert.

3.1 Beschränkung auf eine konkrete Aufgabenstellung

Es soll ein System entworfen werden, welches die Erfassung und Übertragung von Messwerten via Nahbereichfunk im 868MHz Band ermöglicht, mit anschließender Anzeige und ggf. Weiterverarbeitung an einem Personal Computer. Der Sender (die sog. RF-Node) soll dabei von einem Energy-Harvester betrieben werden und zumindest zwei Messwerte erfassen (z. Bsp. Spannung und Temperatur). Ein Empfänger (der sog. RF-Gateway) dekodiert die empfangen Daten und gibt sie via serieller Schnittstelle im CSV Format aus.

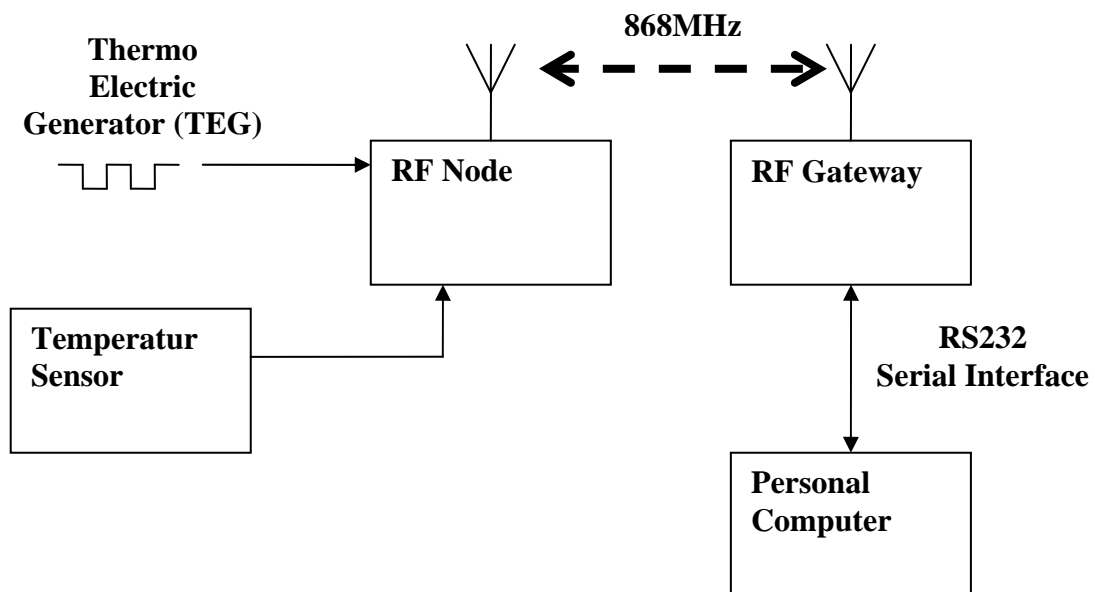


Abbildung 41 - allgemeines Blockschaftbild der Aufgabenstellung

3.2 Definition der Zielfunktion

Zu realisieren sind zwei Testaufbauten für je RF-Node und RF-Gateway.

Im folgenden Abschnitt sind die Zielfunktionen für beide beschrieben.

3.2.1 RF-Node

Es soll ein Testaufbau der RF-Node entworfen und konstruiert werden, der es erlaubt mit der Wärmeenergie einer Hand bzw. eines Fingers hoch zu starten und im Anschluss via RF ein Funkframe mit zwei Messwerten zu versenden. Besonderes Augenmerk wird auf die Auswahl der Elektronik Komponenten sowie deren Zusammenschaltung gelegt:

- Energy-Harvester
- Energiespeicher
- Spannungswandler
- Mikroprozessor
- Antenne

3.2.2 RF-Gateway

Es soll ein Testaufbau des RF-Gateway entworfen und konstruiert werden, der es ermöglicht empfangene Funkframes der RF-Node auf eine serielle Schnittstelle (RS232) umzusetzen.

Auf einem (Auswerte) PC werden mit Hilfe eines Terminalprogrammes die Messwerte visualisiert.

3.3 Definition der Zielparameter

RF-Node:

- Der Stromverbrauch der RF-Node im Ruhezustand beträgt weniger als 10 μ A.
- Die RF Übertragung erfolgt max. 60sec nach Aktivwerden der Wärmequelle.
- Eine Temperaturdifferenz von 30°C ist ausreichend um die RF-Node zu aktivieren.
- Die Reichweite im Freifeld beträgt mindestens 10m.

3.4 Randbedingungen

RF-Node:

- Die Firmware der RF-Node soll in Low Power Architektur entwickelt werden.
- Im professionellen Aufbau soll eine Miniaturisierung der RF-Node möglich sein.
- Zwei thermoelektrische Harvester sollen an der RF-Node ausprobiert werden.
- Die Thermospannung des TEG wird mittels DC/DC Aufwärtswandler in eine höhere Spannung transformiert und lädt einen Energiespeicher auf.
- Der Energiespeicher der RF-Node soll (im vollständig geladenen Zustand) den Betrieb ohne Harvester einige Minuten ermöglichen.

RF-Gateway:

- Der RF-Gateway ist permanent versorgt, es ist kein Harvesting-System nötig.
- Der RF-Gateway dient als „Mittel zum Zweck“. Das Hauptaugenmerk soll der elektrische Entwurf der RF-Node sein.

3.5 „Nicht“ Ziele

- Die Etablierung eines Funk Netzwerkes mit mehreren Nodes ist nicht erforderlich.
- Eine bidirektionale Datenübertragung Node $\leftarrow \rightarrow$ Gateway ist nicht erforderlich.
- Ein permanenter Betrieb der RF-Node ist nicht erforderlich.
- Parametrierung der RF-Node ist nicht erforderlich.

4 Systemkonzept

Im Systemkonzept erfolgt die Bauteilauswahl sowie die Erstellung des Schaltplans aufgrund von Recherche und Vergleich möglicher Lösungsstrategien zur Erfüllung der konkreten Aufgabenstellung.

4.1 Allgemeines

Im Zuge der Anforderungen an moderne Elektronik wird während des Entwurfsprozesses vor allem auf Miniaturisierung Wert gelegt. Ebenso soll die Varianz (Anzahl der unterschiedlichen Bauteile) möglichst gering gehalten werden. Es wird weiters versucht, hoch spezialisierte Schaltkreise zu verwenden, um die geforderte Applikation mit höchster Effizienz abbilden zu können. Das Systemkonzept wird in zwei Grobabschnitte unterteilt, welche sich separat mit dem Entwurf der RF-Node und des RF-Gateway auseinandersetzen. Da der Entwurfsprozess zum Großteil iterativer Natur ist, wird in der Beschreibung des Konzeptes des Öfteren vorgegriffen und Informationen benutzt, die bereits validiert wurden.

4.2 System Konzept – RF-Node

Es wird im Anschluss das Blockschaltbild der RF-Node mit dem Einsatz eines TEC als Energy-Harvester aufgezeigt und die einzelnen Komponenten erörtert. Danach folgt eine Dimensionierung und Stromprofilanalyse.

Das Funktionsprinzip der RF-Node ist sehr einfach. Die geringe Thermospannung eines TEG wird mittels DC/DC-Aufwärtswandler in eine höhere Spannung transformiert und lädt einen Energiespeicher auf. Bei ausreichender Ladungsmenge wird die RF-Node aktiv und versendet ein Funk Frame.

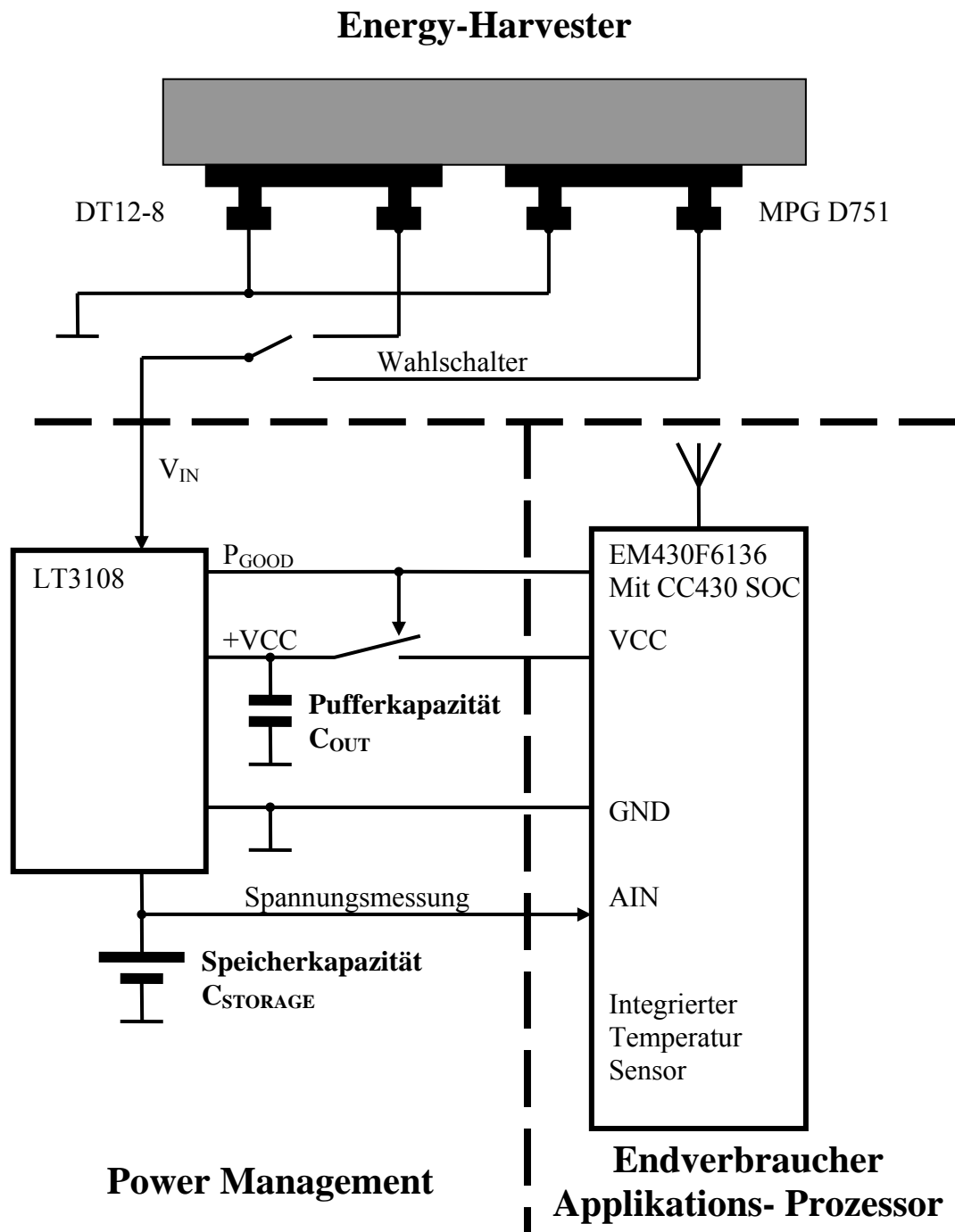


Abbildung 42 - detailliertes Blockschaltbild der Aufgabenstellung

4.2.1 Energy-Harvester

Es werden zwei verschiedene Energy-Harvester auf einem Kühlkörper aufgebaut.

Dabei handelt es sich um die Typen:

- MPG D751 von Micropelt
- DT12-8 von Marlow Industries

Mittels Wahlschalter kann zwischen den beiden Generatoren gewechselt werden.

Micropelts TEG ist miniaturisiert (4.2 x 3.4mm Außenabmessung), daher wird ein Evaluation Kit (TE-Power One) eingesetzt, um den Thermogenerator ideal (bzw. überhaupt) betreiben zu können. In der folgenden Abbildung ist der Aufbau des TEG erkennbar.

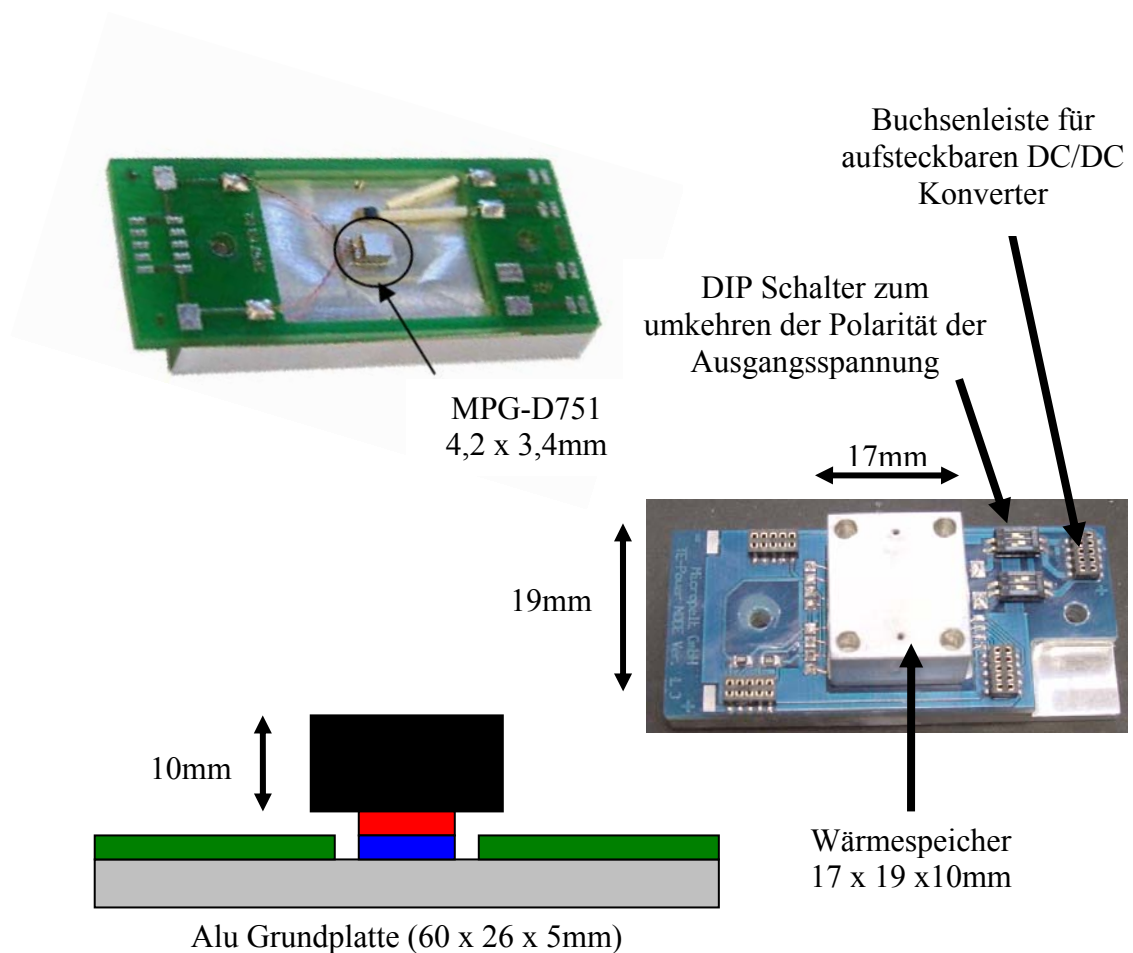


Abbildung 43 - TE Power One Evaluation Kit mit TEG (MPG-D751)

Der zweite Harvester ist ein TEC in Standard Bauform (30x30mm). Dieses wird auf einem großen Kühlkörper aufgelegt „Cold Side“. Die „Hot Side“ erhält ein kleines Aluminiumplättchen als Wärmespeicher, welches gleichzeitig als Halterung dient. Um die thermische Kopplung zu verbessern wird Wärmeleitpaste verwendet. Die folgende Abbildung zeigt das unverbaute Peltier-Element.

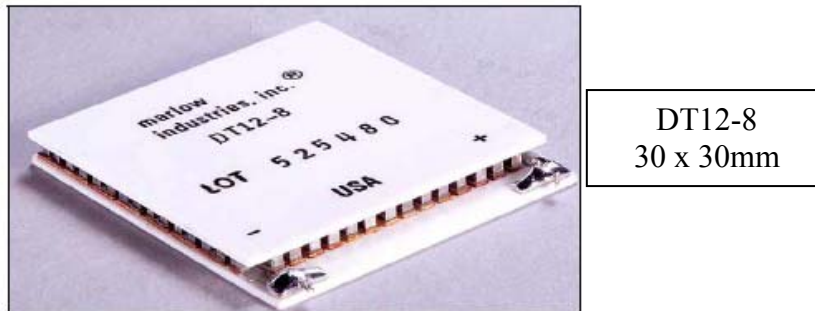


Abbildung 44 - Peltier-Element der Type DT12-8 (von Marlow Industries)

In der folgenden Abbildung ist der Aufbau des fertigen Energy Harvester Blocks erkennbar. Das TE Power One Evaluation Kit sowie das Peltier-Element der Type DT12-8 werden auf einem großen Kühlkörper befestigt. Beide Generatoren haben einen Wärmespeicher Block auf der „Hot Side“.

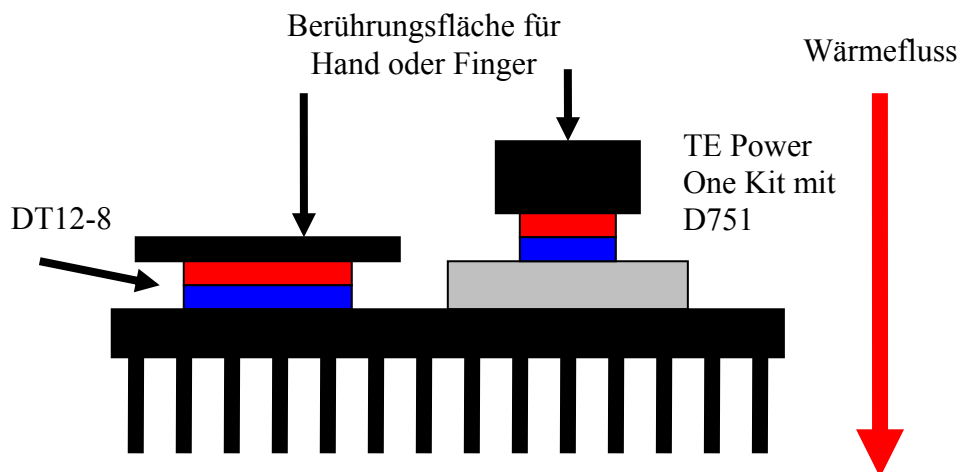


Abbildung 45 - Blockschaltbild des aufgebauten Energy-Harvesters mit zwei TEG

Technische Daten

Anhand der technischen Daten ist eindeutig erkennbar, dass Marlow's DT12-8 ein TEC ist.

Die hohen Leistungsangaben (70W, 7A, 15V) sowie der geringe ESR von 1.6 Ohm sprechen eindeutig für sich.

Hot Side Temperature (°C)	27°C	50°C
Δ Tmax (°C-dry N ₂):	66	74
Qmax (watts):	71	78
I _{max} (amps):	7.4	7.4
V _{max} (vdc):	14.7	16.4
AC Resistance (ohms):	1.6	---

Tabelle 20 - Technische Daten des DT12-8 TEC

Micropelts Peltier Element ist ein vollwertiges TEC. Im Datenblatt befinden sich Angaben wie Seebeck-Spannung, Anzahl der Thermopaare sowie eine ESR von 300 Ohm.

Product family

Type	Dimensions [mm] Top side Bottom side	Number of leg pairs	Thermal Resistance [K/W] at 85 °C	Electrical Resistance [Ω] at 23 °C	Net Seebeck Voltage mV/K at 23 °C	Thickness [μm]
MPG-D602	2.5 x 2.5 3.375 x 2.5	450	12.0	200	100	1070 (*1)
MPG-D751	3.388 x 3.364 4.248 x 3.364	540	12.5	300	140	1090 (*1)

(*1) Thinned substrates total thickness (450 μm) available for fast response sensing applications

Tabelle 21 - Technische Daten des MPG-D751 TEG

4.2.2 Energy Storage

Als Energiespeicher wird ein EDLC von der Type Cap-XX – GW202F eingesetzt. Diese Kondensatoren wurden entwickelt um hohe Spitzenströme in batteriebetriebenen Systemen zu reduzieren (z. Bsp. bei GSM Modems oder Notebooks). Anhand der technischen Daten ist erkennbar, dass diese EDCLs einen sehr geringen Leckstrom von max. 2µA aufweisen. Durch den niedrigen ESR repräsentiert sich der Supercap im geladenem Zustand wie eine quasi ideale Spannungsquelle, ähnlich einem Akku. Die hohe Pulsstrombelastbarkeit bis 30A ist bei dieser Anwendung nicht erforderlich.

G Series Dual Cell Modules: Product Specifications					
Operating Voltage	Body Size	Product Name	Capacitance ¹ (± 20%) ²	ESR ¹ (± 20%) ²	Maximum Thickness
4.5V nominal (5.0V maximum)	20.0 x 15.0mm	GZ 215F	75 mF	150 mΩ	2.60 mm
	28.5 x 17.0mm	GW 200F	110 mF	70 mΩ	2.20 mm
		GW 202F	220 mF	50 mΩ	3.00 mm
		GW 204F	330 mF	70 mΩ	3.50 mm
	39.0 x 17.0mm	GW 203F	550 mF	50 mΩ	3.50 mm
		GS 203F	250 mF	40 mΩ	2.20 mm
		GS 211F	370 mF	28 mΩ	3.00 mm
		GS 206F	600 mF	40 mΩ	2.50 mm
		GS 208F	900 mF	28 mΩ	3.50 mm
		GS 230F	1200 mF	28 mΩ	3.80 mm

Parameter	Minimum	Nominal	Maximum
Operating Temp	-40°C	+25°C	+70°C
Storage Temp	-40°C	+25°C	+70°C
Leakage Current ³		1µA	2µA
Pulse Current	30A (single pulse. +ve & -ve terminal short circuited)		
ESR change with Temp	75% of nominal @ +70°C		150% of nominal @ -20°C

Tabelle 22 - Technische Daten des EDCL (Supercap) GW202F

4.2.3 Power Management

Der LT3108 bietet ein komplettes Managementsystem für Energy-Harvesting Applikationen.

Folgende Applikationsschaltung wird für den Prototyp verwendet:

Das Evaluation Board 1582A von Linear Technologies bietet eine gute Plattform, da es mit optimalen Bauelementen bestückt ist. Die Eingangsimpedanz beträgt in etwa 2-10 Ohm, demzufolge funktioniert ein TEG mit ähnlicher Impedanz am besten. Durch den 1:100 Transformator wird ein Betrieb bereits ab 20mV Thermospannung möglich. Eine Änderung des Eingangsimpedanzbereiches sowie der Eingangsspannung kann durch Austauschen des Transformators erreicht werden. Für einen Micropelt TEG wären etwa 200-300 Ohm und 100mV bis 2V passend → 1:20 Transformator.

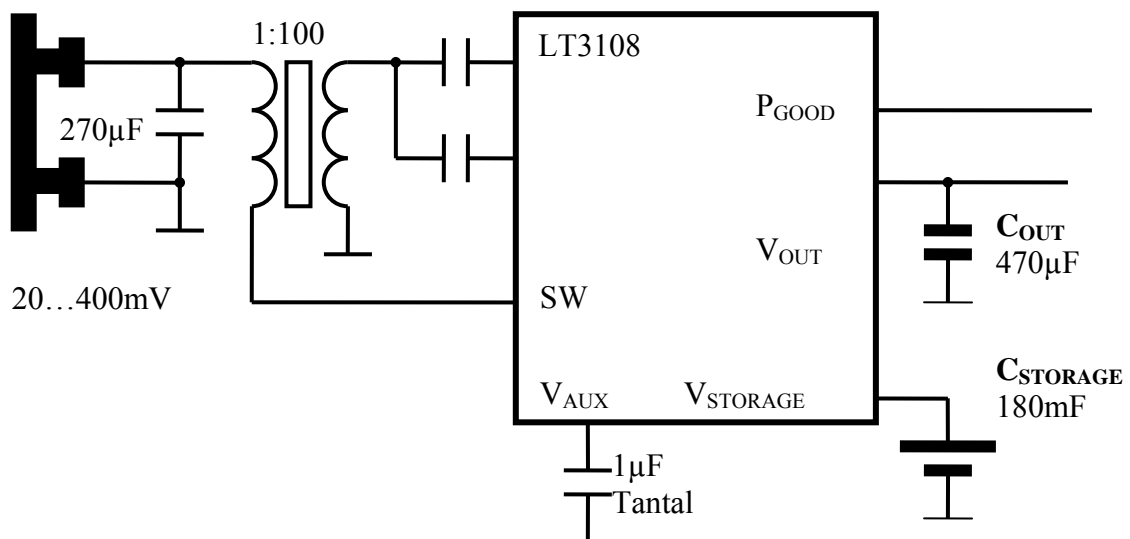


Abbildung 46 - Beschaltung des LT3108 im Testaufbau

Die Laderegelung für den Supercap C_{STORAGE} erfolgt automatisch nach Erreichen der Sollspannung an V_{OUT} (P_{GOOD} Signal). Die Ladung erfolgt im CC – CV Modus mit maximal 7mA Strombegrenzung.

Power Good – Spannungsüberwachung

Wie im Blockschaltbild ersichtlich, wird die Betriebsspannung des Prozessors durch einen High Side Schalter aktiviert. Die Steuerung erfolgt durch den P_{GOOD} Pin des LT3108.

- Überschreitet die Spannung an V_{OUT} 93,5% der Sollspannung von 3,3V, so gibt P_{GOOD} log. H. aus (Pegel = VLDO = 2,2V).
- Unterschreitet V_{OUT} einen Wert von 91% der Sollspannung, so steuert P_{GOOD} gegen GND (log. L) durch (max. 100µA Schaltstrom).

Dies ist etwas problematisch, da die Hysterese nur 2,5% beträgt. Wird der Prozessor eingeschalten, so erfolgt eine impulsartige Stromaufnahme, die sofort zu einem Spannungseinbruch an V_{OUT} führt. Als Lösungsmöglichkeit wird hier eine spezielle Einschaltlogik verwendet:

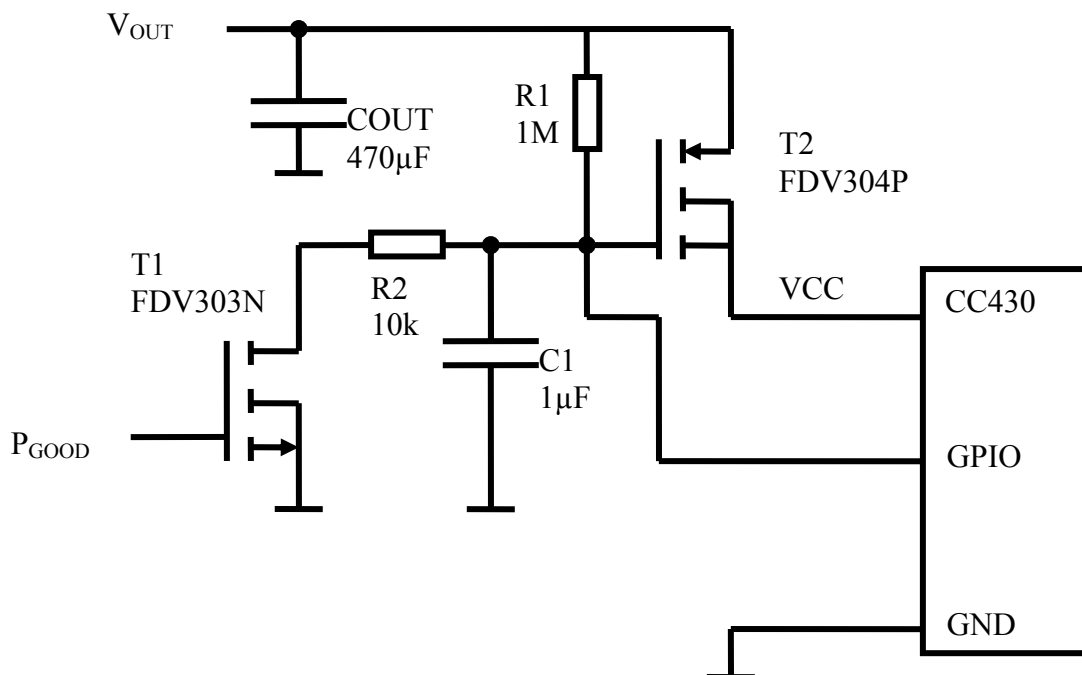


Abbildung 47 - Blockschaltbild der Spannungsüberwachung mit High Side-Schalter

Erklärung:

Solange C_{OUT} geladen wird, ist $P_{GOOD} = 0V$.

Daraus folgt, dass T1 sperrt. T2 ist über 1M mit V_{OUT} verbunden und sperrt, wenn C1 geladen ist. Da die Spannung an V_{OUT} nur langsam ansteigt ($\sim 100mV / sec$), sperrt T2 ständig.

Die Zeitkonstante errechnet sich zu hier zu $\tau_1 = 1 / (R1 * C1) = 1sec$.

Erreicht V_{OUT} nun die obere Umschaltspannung von P_{GOOD} , so wird T1 leitend und die Ladung in C1 über R2 abgebaut. Die Zeitkonstante errechnet sich hier zu $\tau_2 =$

$1/(R2 * C1) = 10ms$. Hieraus ergibt sich ein langsames Einschalten von T2, wodurch sich der Pulsstrom des CC430 verringert. Die Restspannung am Gate von T2 ist $\sim 1\%$ von V_{OUT} und reicht in jedem Fall aus um T2 durchzusteuern.

Die Spannung an V_{OUT} fällt zum Umschaltzeitpunkt leicht ab und P_{GOOD} wird Low, wodurch T1 sperrt. Nun muss die Zeitkonstante τ_1 abgewartet werden, bis T2 wieder sperrend wird (C1 wurde ja zuvor entladen). Diese Zeit reicht aus, um den Prozessor starten zu lassen. Zum Initialisierungszeitpunkt übernimmt der CC430 selbst die Kontrolle über den Längstransistor, indem er das Gate von T2 manuell auf L zieht. Dadurch fließt ein geringer Querstrom durch R1 in den GPIO des CC430 (ca. $3\mu A$).

Anmerkungen:

Für die gewählte Aufgabe müsste eigentlich ein Voltage Supervisor eingesetzt werden, mit einer Hysterese von etwa 1,5 bis 2V (On ab 3,6V – Off ab 2,2V). Diese Lösung wurde gewählt, um mit möglichst wenig Aufwand und Standardbauteilen den Prozessor kontrolliert einzuschalten. Ein kontrolliertes Einschalten ist zwingend erforderlich, da der CC430 unterhalb von 1,8V eine unvorhersagbare Stromaufnahme hat (bis zu 2mA).

Alternative:

Es ist natürlich genauso möglich die GND Leitung des CC430 zu schalten.

Diese Lösung ist wesentlich einfacher zu bewerkstelligen.

Es wurde die 1. Lösungsmöglichkeit gewählt, da es in vielen Fällen günstiger ist, VCC auszuschalten.

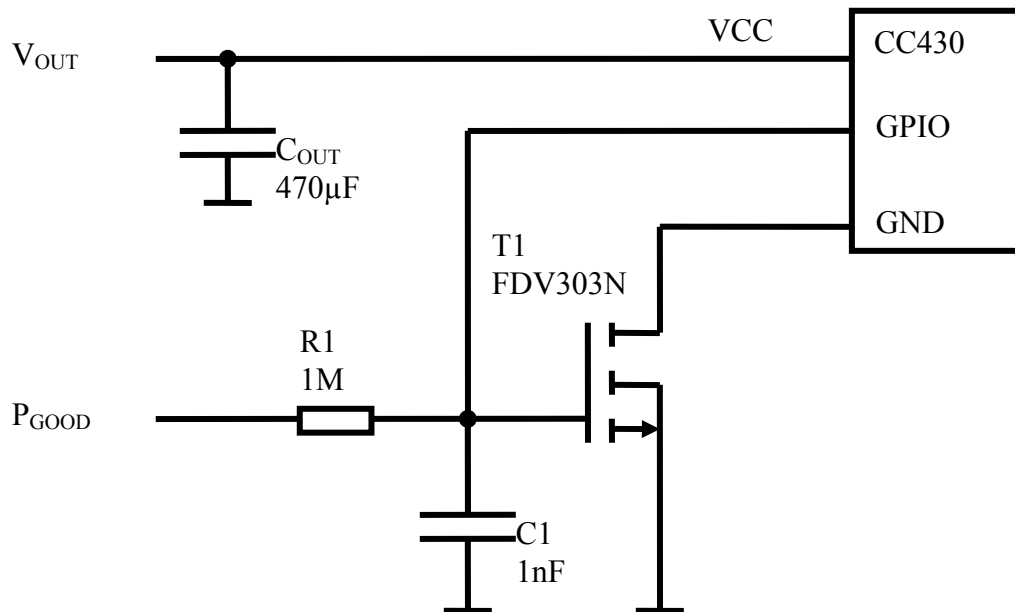


Abbildung 48 - Blockschaltbild der Spannungsüberwachung mit Low Side Schalter

4.2.4 Low Power Spannungsmessung

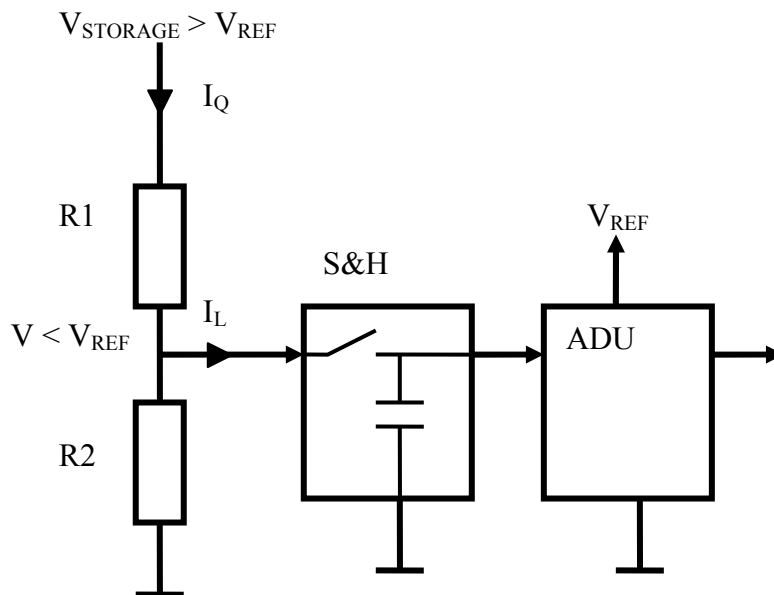


Abbildung 49 - Spannungsmessung mit Spannungsteiler und ADU

Als V_{REF} wird die interne Referenzspannung des CC430 μC verwendet (1.5V). Die zu messende Spannung $V_{STORAGE}$ kann max. 5,2V erreichen, es ist also ein Spannungsteiler mit Teilerfaktor von mindestens 3,46 zu berechnen.

Als resultierende Werte ergeben sich:

R1: 680 Ohm

R2: 270 Ohm

→ Faktor: $(680+270)/270 = 3,518518...$

Betrachtung von der Low Power Seite:

Es soll die Spannung der Speicherkapazität gemessen werden. Hierbei ist zu beachten, dass durch einen vorgeschalteten Spannungsteiler immer ein Querstrom entsteht, welcher die Speicherkapazität kontinuierlich entlädt.

Der Querstrom berechnet sich zu: $I_Q = V_{STORAGE} / R1 + R2 = 5,2V / 950\Omega = \mathbf{5,47mA}$

Der Leckstrom I_L beträgt in etwa 50nA.

Lösungsmöglichkeiten

1. Erhöhen von R1 und R2 auf 680k und 270k

$$I_Q = 5,2V / 950k = 5,4\mu A$$

Bei einer Erhöhung um Faktor 1000 fließt noch immer ein Querstrom von $5,47\mu A$. Das entspricht in etwa dem Stromverbrauch des CC430 Prozessors im LPM3 Modus.

Weiters ergibt sich nun das Problem, dass die Sample-Zeit erhöht werden muss, da der S/H Kondensator nun wesentlich langsamer geladen wird.

Ein weiteres Erhöhen der Widerstände bringt nun folgende Nachteile:

- Längere S&H Zeit nötig \rightarrow erhöhter Stromverbrauch, da die Sample-Zeit länger wird.
- Störempfindlichkeit steigt
- Beeinflussung durch den Leckstrom steigt

2. Parallele Kapazität zu R2

Durch Parallelschalten einer Kapazität zu R2 entsteht ein Tiefpassfilter mit relativ hoher Zeitkonstante (M Ω m und nF = msec). Dadurch verbessert sich nun die Störempfindlichkeit, ebenso wird die S&H-Zeit wieder geringer. Der Querstrom bleibt allerdings ident. Erhöht man nun die Widerstände weiter um Faktor 10 auf 6,8M und 2,7M, verringert sich der Querstrom auf $0,547\mu A$. Hier tritt ein erneutes Problem auf, da die Leckströme des AD-Umsetzers das Messergebnis nun verfälschen ($\sim 50nA$) – um etwa 2%. Es ist weiters zu beachten, dass $C1 \gg CP$ sein muss. Dies ist bedingt durch den Ladungsausgleich beim Aktivieren des S&H Schalters. Verkürzt man die Sample Zeit, misst man den Ladungsausgleich mit.

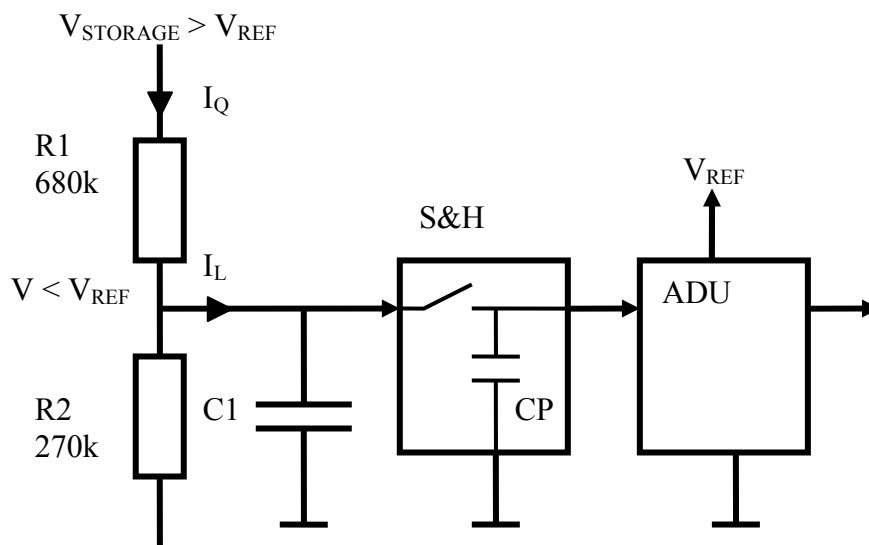


Abbildung 50 - Spannungsmessung mit Spannungsteiler und Kondensator

3. abschaltbarer Spannungsteiler

Wie in den vorherigen Szenarien ersichtlich, ist das Hauptproblem der Querstrom durch den Spannungsteiler. Eine weitere Erhöhung der Widerstände bringt keine Verbesserung, die Werte 680k und 270k sollten als Obergrenze betrachtet werden. Im folgenden Abschnitt wird eine Methode erörtert, die den Querstrom wesentlich reduziert.

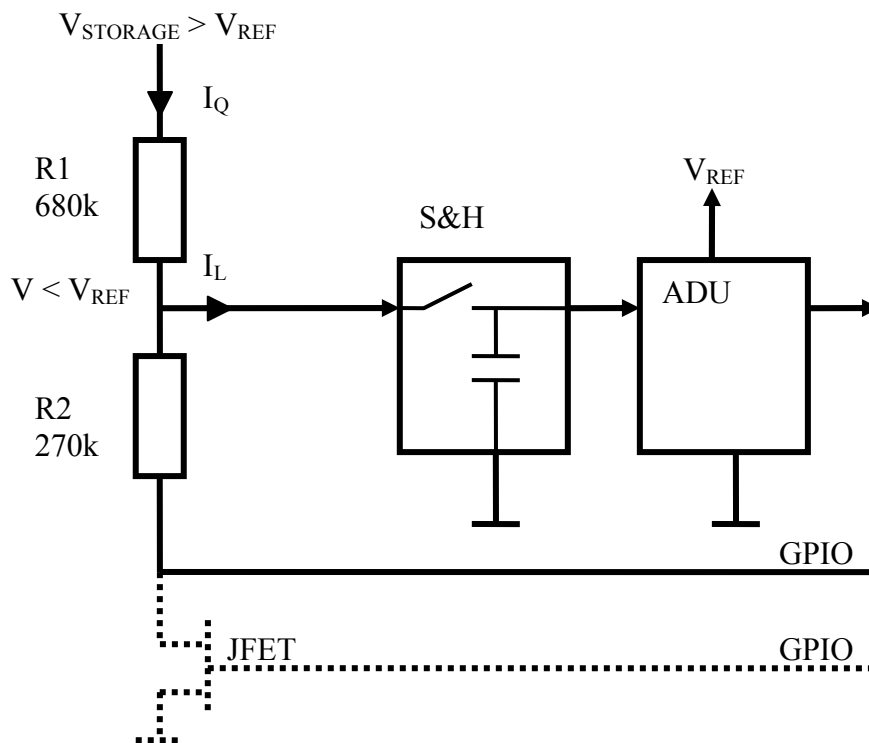


Abbildung 51 - Spannungsmessung mit abschaltbarem Spannungsteiler

Hierzu wird das untere Ende des Spannungsteilers mit einem GPIO des μC verbunden. Vor der Abtastphase wird der Port Pin auf Output und Logisch L geschaltet. Es stellt sich nun der Querstrom von $5,47\mu A$ ein. Nach Abschluss der Messung wird der IO auf Input geschaltet. Der IO erscheint potentialmäßig frei und nimmt das Potential von $V_{STORAGE}$ an.

Hierbei ist zu beachten, dass nun eine Spannung von 5,2V am μC anliegen kann.

Bedingt durch die internen Schutzdioden des μC wird bei $V_{STORAGE} > V_{CC}$ ein Leckstrom fließen (auch in den Analogeingang). Bei $V_{CC} = 3,6V$ ist dieser Strom max. $5,2-3,6 / 680k = 2,35\mu A$. Eine weitere Verbesserung bringt ein Low Side Schalttransistor statt des GPIO.

Hiermit fällt die Leckstromproblematik des GPIO weg, und die Stromaufnahme beschränkt sich auf den Leckstrom des FET. Es sollte daher ein JFET verwendet werden, da diese einen äußerst geringen Leckstrom aufweisen.

4.2.5 RF Frontend

Das RF Frontend wird durch einen CC430F6137 SOC realisiert. Konkret kommt dabei das Evaluation Board EM430F6136 zum Einsatz. Der RF-Transceiver verfügt über eine differentielle Ausgangsstufe, welche mittels eines speziellen Balun auf einen 50Ohm angepassten Single Ended Antennanschluss (SMA) gekoppelt wird.

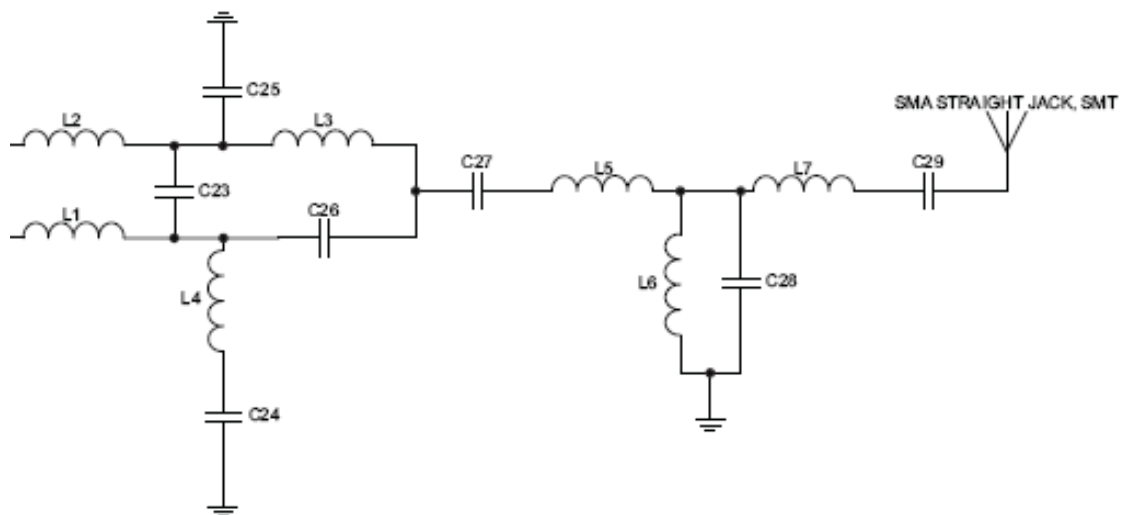


Abbildung 52 - RF Anpassungsnetzwerk des CC430

4.2.6 Stromverbrauchsabschätzung

Es wird eine Stromverbrauchsabschätzung sowie Stromprofilanalyse durchgeführt, um eine Dimensionierung der Stützkapazitäten und Abschätzung der mittleren Laufzeit durchführen zu können. Die Stromverbrauchsabschätzung wird hauptsächlich aufgrund von Datenblättern und theoretischen Überlegungen angestellt. Es werden zusätzlich einige Referenzmesswerte erfasst.

4.2.6.1 CC430 Aktiv Modus

Die verwendete Taktfrequenz im Aktivmodus des CC430 ist ca. 5MHz (4,98MHz).

Die untenstehende Tabelle repräsentiert die Stromaufnahme des Prozessors im Aktivmodus.

Die Daten entstammen dem Datenblatt des CC430F6137 (electrical).

Randbedingungen:

VCC = 3.0V

Programmausführung erfolgt im Flash

V _{CORE} Level	1Mhz	8Mhz
0	0,23 bis 0,26mA	1,35 bis 1,50mA
1	0,25 bis 0,28mA	1,55mA
2	0,27 bis 0,30mA	1,75mA
3	0,28 bis 0,32mA	1,85mA

Tabelle 23 - Stromverbrauch CC430 im AM in Abhängigkeit der Core Spannung

Die mittlere Stromaufnahme des CC430 im Aktivmodus wird auf etwa 1mA geschätzt.
(Abschätzung anhand der 2 Referenzwerte bei 1MHz und 8MHz)

4.2.6.2 CC430 LMP3 Modus (RTC)

Die untenstehende Tabelle repräsentiert die Stromaufnahme des Prozessors im LPM3 Modus.

Die Daten entstammen dem Datenblatt des CC430F6137 (electrical).

Parameter:

$$V_{CC} = 3.0V$$

$$T_A = 25^{\circ}C$$

LPM3 Mode

V _{CORE} Level	Stromaufnahme
0	2,0 bis 2,6μA
1	2,1μA
2	2,2μA
3	2,2 bis 2,9μA

Tabelle 24 - Stromverbrauch CC430 im LPM3 in Abhängigkeit der Core Spannung

Gemessene Stromaufnahme: (mit System Timer = 50ms)

- 3,0μA bei V_{CORE} Level 0

4.2.6.3 CC430 - AD-Messung

Im folgenden Abschnitt wird die Stromverbrauchsabschätzung für eine AD Messung durchgeführt. Die angegebenen Daten entstammen dem Datenblatt des CC430F6137 (electrical).

Eingestellte Sample-Zeit: 384 Zyklen

Taktquelle: SMCLK (=5MHz)

Clock Divider: 1

Sample Zeit: 76,8μs

Wartezeit bis die Ausgangsspannung des Internen Referenzspannungsgenerators stabil ist: 35μs

Summe: ~112μs

Die gemessene tatsächliche Zeitdauer für die AD Wandlung von zwei Kanälen inklusive Werte Berechnung ist **500μs (250μs pro Kanal)**.

Stromverbrauch REF (Interner Referenzspannungs-Generator)

Randbedingungen:

$$V_{CC} = 3V$$

Stromverbrauch: 100 bis max. 140 μ A

Stromverbrauch AD-Umsetzer:

Randbedingungen:

$$ADCCLK = 5MHz$$

$$V_{CC} = 3V$$

Stromverbrauch: 150 bis 220 μ A

Stromverbrauch Low Power Voltage Divider:

Randbedingungen:

$$V_{STORAGE} = 5,2V$$

Stromverbrauch: 5,2V / (680k + 270k) = 5,47 μ A

Achtung: Dieser Wert wirkt sich nicht direkt auf den Stromverbrauch des Prozessors aus, da der Voltage Divider an der C_{STORAGE} Kapazität angeschlossen ist.

Summe:

$$140\mu A + 220\mu A = 360\mu A$$

4.2.6.4 CC430 - RF Übertragung

Im folgenden Abschnitt wird eine Stromverbrauchsabschätzung für eine typische RF-Übertragung durchgeführt. Maßgebend für den Stromverbrauch ist die Start-Up Zeit, die Sendedauer sowie die Sendeleistung. Die angegebenen Daten entstammen dem Datenblatt des CC430F6137 (electrical).

Start-Up Time des 26MHz Oszillators

Randbedingungen:

$$V_{CC} = 3V$$

$$T_A = 25^{\circ}C$$

Die Wartezeit beträgt 150 μ s bis max. 810 μ s bis die Ausgangsfrequenz des XT2 Oszillators stabil ist. Tatsächlich gemessen wurde ein Wert von 200 μ s.

RF Crystal Oscillator, XT2

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 3\text{ V}$ (unless otherwise noted)⁽¹⁾

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Start-up time ⁽²⁾			150	810	μs
Duty cycle		45	50	55	%

(1) All measurement results are obtained using the EM430F6137RF900 with BOM according to tested frequency range (see [Table 46](#)).

(2) The start-up time depends to a very large degree on the used crystal.

Tabelle 25 - CC430 RF Crystal Oscillator XT2 Start-up Time

Stromverbrauch RF-Transmitter

Ein mittlerer Sendestrom von **18mA** wird angenommen. Der Worst Case Sendestrom bei maximaler Ausgangsleistung beträgt **38mA**.

Typical TX Current Consumption, 868 MHz

PARAMETER	PATABLE Setting	Output Power [dBm]	V _{CC}	2.0 V			3.0 V			3.6 V			UNIT
			T _A	-40°C	25°C	85°C	-40°C	25°C	85°C	-40°C	25°C	85°C	
Current consumption, TX	0xC0	max.		36.7	35.2	34.2	38.5	35.5	34.9	37.1	35.7	34.7	mA
	0xC3	+10		34.0	32.8	32.0	34.2	33.0	32.5	34.3	33.1	32.2	
	0x8D	0		18.0	17.6	17.5	18.3	17.8	18.1	18.4	18.0	17.7	
	0x2D	-6		17.1	17.0	17.2	17.8	17.8	18.3	18.2	18.1	18.1	

Tabelle 26 - CC430 Stromverbrauch des RF Transmitters

Summe:

18mA + 1mA (CC430 Aktivmodus) = **19mA**

Durchschnittliche Sendedauer:

Theoretische Rechnung:

Schrittgeschwindigkeit: 38.400 Baud

1 Bit pro Schritt

8 Bit pro Byte

16 Byte * 8 Bit/Byte = 128 Schritte / Frame

38.400 Schritte/s / 128 Schritte = 300 Hz = **3,3ms**

Der gemessene tatsächliche Wert beträgt etwa **~6,4 bis 6,6ms** für 16 Byte.

Der CC430 Prozessor darf nach der Übertragung nicht sofort in LPM3 versetzt werden, da sonst das Funk Frame nicht empfangen wird. Eine Mindestwartezeit von 10ms ist notwendig.

4.2.7 Anforderungen an die Software

Wie aus der Stromverbrauchsabschätzung hervorgeht, ist ein relativ „hoher“ Impulsstrom nötig, um eine Funkübertragung durchzuführen (~19mA bis max 39mA). Die zu übertragende Datenmenge soll daher so gering wie möglich gehalten werden. Hierfür wird zunächst ein Maximalwert von 16Byte je Frame angesetzt. Weiters muss zwischen den Funkübertragungen ausreichend Zeit sein, um die C_{OUT} Kapazität aufzuladen (Duty Cycle). Ebenso ist es wichtig, die Zeit im LPM3 Modus zu maximieren und die Zeit im Active Modus (AM) zu minimieren. Hierfür muss ein spezielles Low Power Framework verwendet werden. Durch Ereignissteuerung (IRQs) wird der CC430 Prozessor aktiviert. Nach erfolgter Bearbeitung wird der Interrupt Controller neu konfiguriert und die CPU wieder deaktiviert. Nach dem Hochstarten der Software muss diese so schnell als möglich den Low Power- Zustand herstellen. Es müssen zunächst der System Timer sowie alle IOs initialisiert werden, ehe der LPM3 Modus aktiviert werden darf. Die Dimensionierung der C_{OUT} Kapazität ist also ebenso abhängig von der Boot-Zeit und der mittleren Stromaufnahme des Prozessors (Power On bis LPM3 Modus). Weitere Details zu den Betriebsarten des Prozessors und Besonderheiten beim Design einer Low Power Firmware sind im Abschnitt “Software Realisierung” zu finden.

4.2.8 Stromprofil – Reale Werte

Die Applikations-Software wird alle 5sec aktiv und führt eine Messung durch.

Alle 10sec wird zusätzlich eine RF Übertragung angestoßen. Dabei werden in einer Periode (10sec) folgende elektrische Ladungen benötigt ($Q = I \cdot t$):

RF Übertragung: $Q = 19\text{mA} \cdot 6,4\text{ms} = \mathbf{121\mu\text{C}}$

2xAD Messung: $Q = 2 \cdot (340\mu\text{A} \cdot 500\mu\text{s}) = 2 \cdot 170\text{nC} = \mathbf{340\text{nC}}$

Ruhestrom: $Q = (10\text{sec} - 10\text{ms} - 500\mu\text{s}) \cdot 3\mu\text{A} = \mathbf{\sim 30\mu\text{C}}$

Der mittlere Stromverbrauch berechnet sich zu: $(121\mu\text{C} + 340\text{nC} + 30\mu\text{C}) / 10\text{sec} = \mathbf{15,13\mu\text{A}}$

Die mittlere Leistungsaufnahme an 3,3V beträgt somit $\mathbf{\sim 50\mu\text{W}}$ (diese Leistung muss der Energy-Harvester mindestens liefern können).

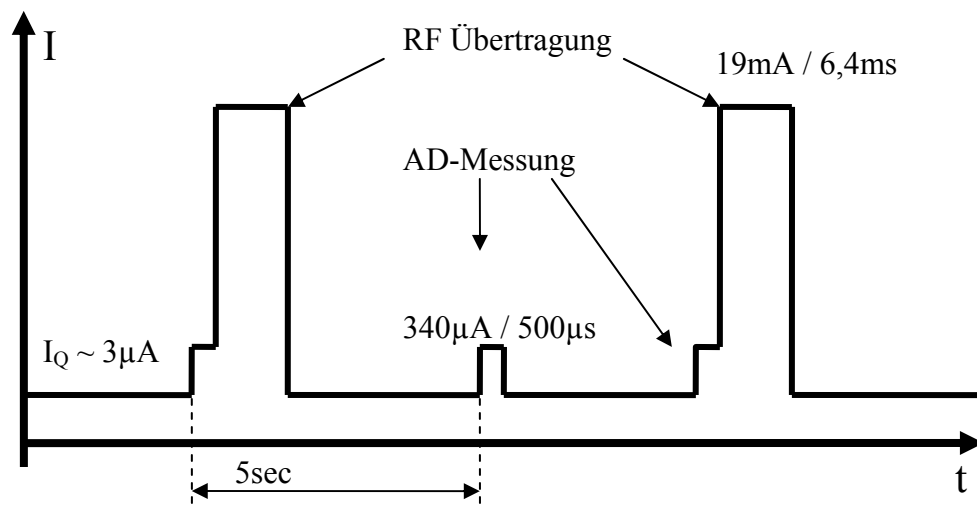


Abbildung 53 - Stromprofil des RF-Node

Daraus ergibt sich folgende Zusammensetzung der Stromaufnahme. Es handelt sich daher um eine sog. „High Duty Cycle“ Applikation.

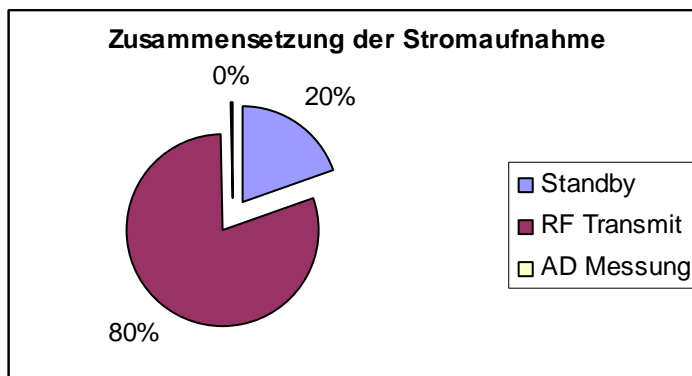


Abbildung 54 - Zusammensetzung der Stromaufnahme der RF-Node

Überschlagsrechnung zur Dimensionierung von C_{OUT}

C_{OUT} ist erforderlich, da der Energy-Harvester keine Pulsströme liefern kann.

Während der RF-Übertragung ist im Durchschnitt mit 19mA für 10ms zu rechnen.

Ein Spannungsabfall von 3,3 auf 2,8V (=500mV) soll zugelassen werden.

Aus $Q = C * \Delta U$ folgt $C = Q / \Delta U$

Da für diese kleinen Ström die ESR Widerstände der Pufferkondensatoren kaum Bedeutung haben, wird die Ohmsche Komponente vernachlässigt.

Theoretische Rechnung:

Best Case: $C = 190\mu C / 0,5V = 380\mu F$ (19mA * 10ms)

Worst Case $C = 390\mu C / 0,5V = 780\mu F$ (39mA * 10ms)

Reale Werte:

Best Case: $C = 121\mu C / 0,5V = 242\mu F$ (19mA * 6,4ms)

Worst Case: $C = 249\mu C / 0,5V = 500\mu F$ (39mA * 6,4ms)

Als Stützkondensator sollte daher ein Wert von zumindest **470μF** eingesetzt werden.

Überschlagsrechnung zur Dimensionierung des Energiespeichers (Supercap)

Der Supercap soll (im aufgeladenen Zustand) den Betrieb für einige Minuten (ohne Harvester) ermöglichen. Die maximale Spannung an $V_{Storage}$ beträgt **5V**. Ein Betrieb des Systems ist bis **2,8V** möglich.

→ **2.2V Spannungsabfall** zulässig

→ Mittlerer Stromverbrauch **15,13μA**

→ **5 Minuten** Betrieb ohne Harvester erforderlich

Aus dem Ladungsgesetz $\Delta U * C = I * \Delta t$ folgt automatisch:

$C = I * \Delta t / \Delta U = 15,13\mu A * 300sec / 2,2V = \mathbf{2.06mF}$

Verwendet: 150mF → $\Delta t = \Delta U * C / I = 2,2V * 150mF / 15,13\mu A = \mathbf{6h}$

Achtung: Der Ohmsche Anteil des Supercap wird vernachlässigt, da der ESR im Bereich von 150mOhm liegt, die max. Stromaufnahme beträgt 40mA (TX Pulse). Somit entsteht ein Spannungsabfall von nur 4mV, bedingt durch die Ohmsche Komponente des Supercap.

4.3 Systemkonzept – RF-Gateway

Als RF-Gateway kommt ein CC430 Evaluation Board (aus dem Evaluation Kit EM430F6137R900) zum Einsatz. Der eingesetzte RF-Transmitter sowie Antenne sind demzufolge ident mit dem des RF-Node (CC430F6137). Der RF-Gateway empfängt Funkframes und schickt die dekodierten Messdaten via Serieller Schnittstelle an einen Auswerte PC. Es ist ein CMOS → RS232 Level Shifter nötig, da der CC430 nur Kleinspannungssignale ausgibt. Der Auswerte PC benötigt jedoch RS232 Pegel (-12V und +12V). Der RF-Gateway ist permanent versorgt durch einen Li-Ion Akkublock. Zur Spannungsstabilisierung wird ein Linear Spannungswandler mit geringer Dropout Spannung verwendet. In der folgenden Abbildung sind der Prinzipaufbau sowie die Zusammenschaltung der Baugruppen erkennbar.

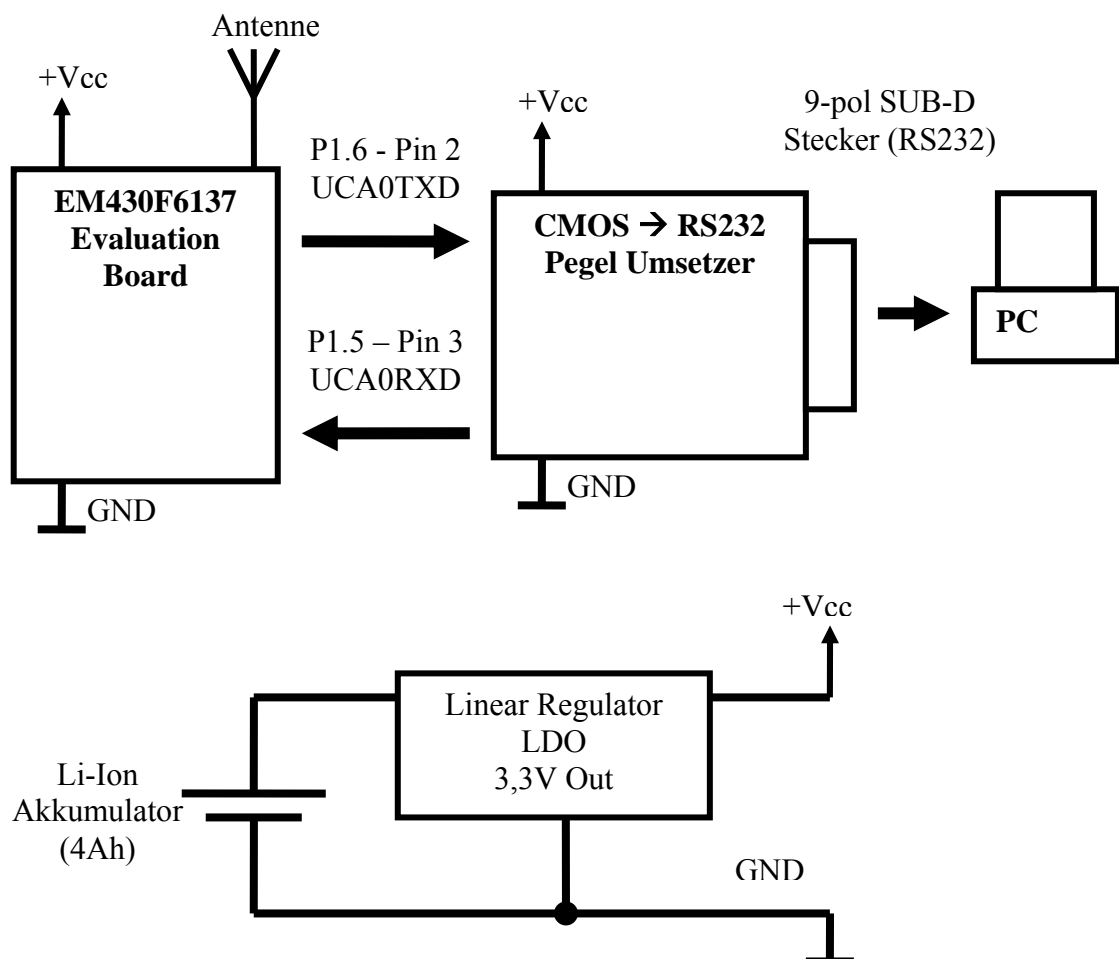


Abbildung 55 - Zusammenschaltung der Baugruppen des RF-Gateway

4.3.1 Komponentenauswahl

Die Dimensionierung der Einzelkomponenten beim RF-Gateway ist nicht sehr kritisch. Wie bereits im Vorfeld bemerkt, liegt das Haupt Augenmerk am Design des RF-Node. Der RF-Gateway dient lediglich als „Validierungswerkzeug“ für die korrekte Funktion des RF-Node. Als Versorgung wurde ein Li-Ion Akku mit ca. 4Ah (Zelltype ICR18650 in 1S2P Schaltung) verwendet, um eventuelle Störungen durch das getaktete Netzteil zu unterbinden. Ebenso wird ein 3,3V LDO Fixspannungsregler, eingesetzt um eine stabile CPU Versorgungsspannung sicherzustellen. Der verwendete CMOS → RS232 Pegelumsetzer (ADM3307) ist ein Standardbaustein mit Single Supply (3,3V). Die nötigen Signalpegel für Space und Mark werden vom IC generiert. Es werden lediglich die Leitungen RX und TX benutzt. Am PC muss die Flussteuerung deaktiviert werden.

4.3.2 Anforderungen an die Software

Die Reaktion auf empfangene Funkdaten soll in Echtzeit erfolgen. Es muss eine Validierung des empfangenen Frames durchgeführt werden, um Störungen durch andere Funkteilnehmer zu unterbinden. Das serielle Interface soll Daten im CSV Format ausgeben – Klartext, mit einer Schrittgeschwindigkeit von zumindest 19.200 Baud. Ganze Datensätze haben immer eine Start- sowie Ende Kennung (STX / ETX).

5 Hardware: Entwicklung - Realisierung / Prototyp

Dieses Kapitel beschreibt die eingesetzten Hardwarekomponenten des Prototypenaufbaus der RF-Node sowie des RF-Gateway.

5.1 Aufbau der RF-Node

Die RF-Node selbst besteht aus 3 Hauptkomponenten:

- Energy-Harvester - TEG
- Power Management
- RF-Transmitter (Applikations- Prozessor)

Im folgenden Abschnitt werden die einzelnen Funktionskomponenten sowie deren Zusammenschaltung zu einem Gesamtsystem beschrieben.

5.1.1 RF Transmitter

Als RF-Transmitter kommt das Evaluation Kit EM430F6137R900 von Texas Instruments zum Einsatz. Das RF Frontend wird durch den Mikrocontroller CC430F6137 realisiert (SOC).

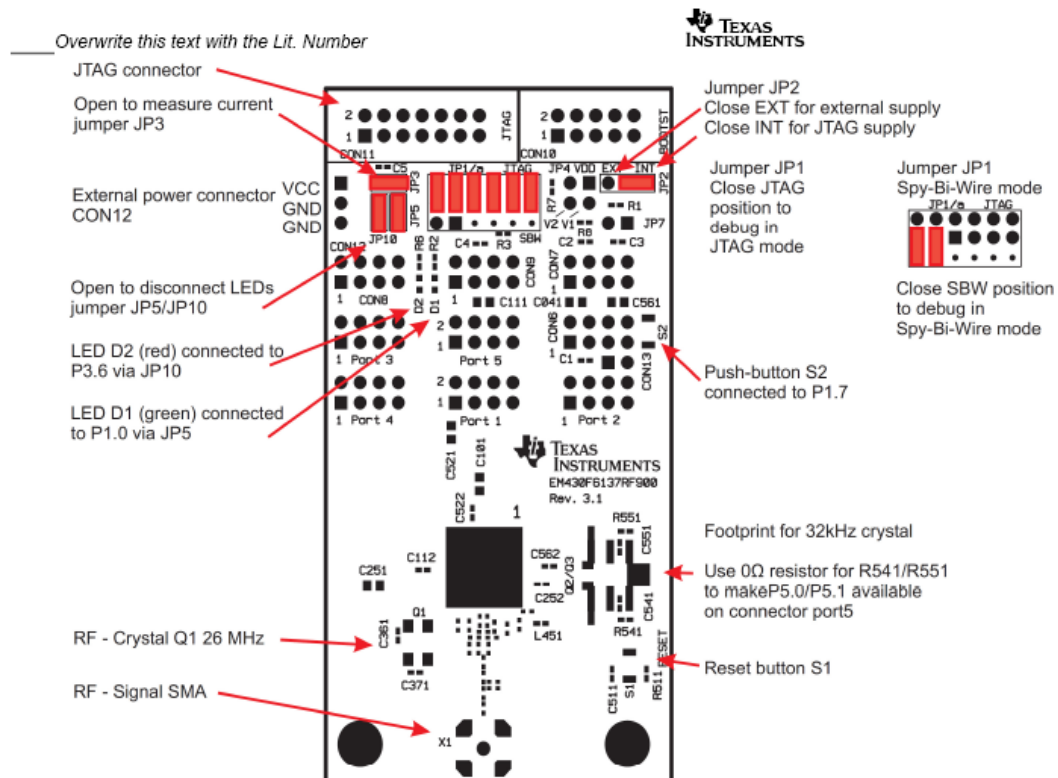


Abbildung 56 - Aufbau des EM430F6137 Evaluation Kit⁴⁴

⁴⁴ Auszug aus dem Datenblatt des EM430F6137 Evaluation Kit

5.1.2 Antenne

Für den Aufbau wird die im EM430 Evaluation Kit enthaltene Antenne verwendet. Es handelt sich dabei um eine 868/915 MHz Antenne mit SMA Schraubanschluss.

5.1.3 Fertig aufgebaute RF-Node

Der RF-Node wird auf einer 5mm Acryl Platte aufgebaut. Es sind ein TEG sowie ein TEC auf einer großen Kühlrippe montiert. Mittels Wahlschalter kann zwischen den beiden Generatoren umgeschaltet werden. Im Anschluss erfolgt eine Aufwärtswandlung durch einen DC/DC Wandler der Type LT3108. Auf der Lochrasterplatine im rechten unteren Eck befindet sich die Schaltung zur Aktivierung der Betriebsspannung für das EM430F6137 Evaluation Kit. Ebenso sind der Low Power Spannungsteiler sowie zusätzlich zuschaltbare Bufferkapazitäten aufgebaut.

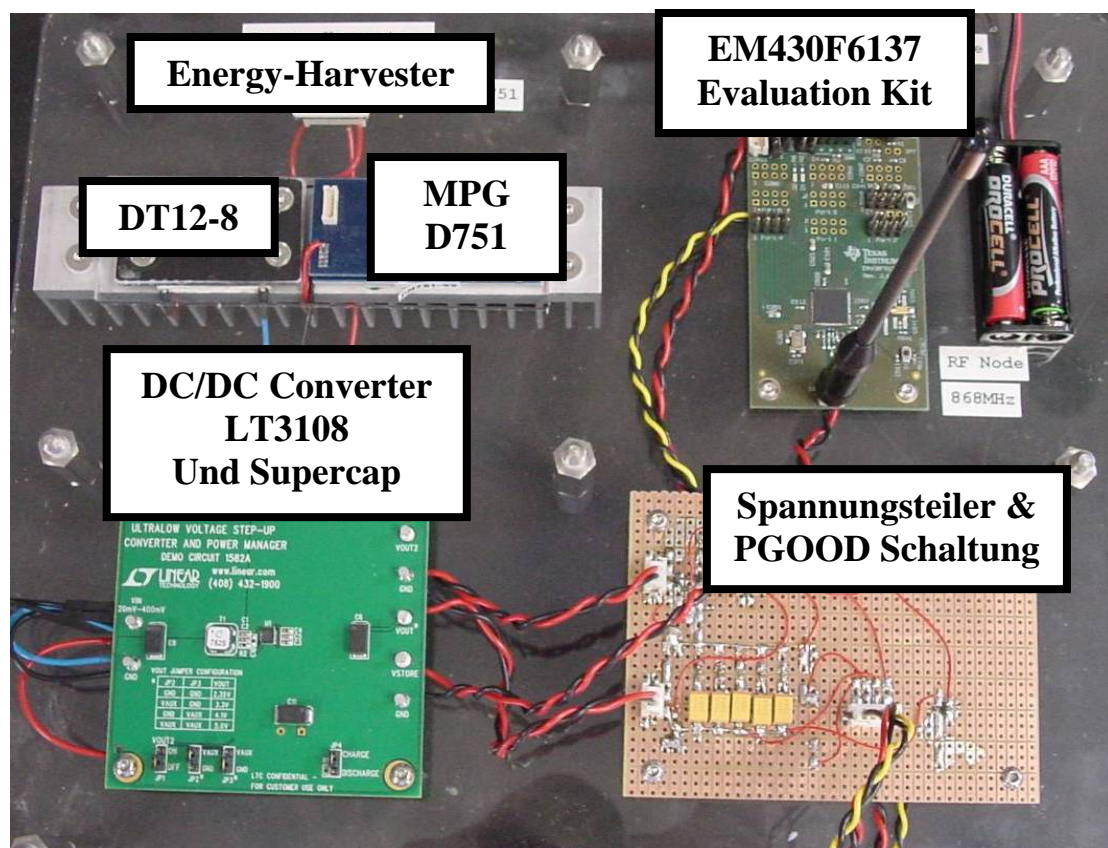


Abbildung 57 - Fertig aufgebauter RF-Node

5.2 Aufbau des RF-Gateway

Im folgenden Abschnitt wird kurz der Aufbau des RF-Gateway erklärt. Folgende Abbildung zeigt das vereinfachte Blockschaltbild. Als RS232 Pegelumsetzer kommt eine Standardschaltung zum Einsatz. Die Spannungsquelle wird durch ein Li-Ion Akkupack realisiert. Mittels einem LDO Linearspannungsregler wird eine stabilisierte 3.3V Spannung für das EM430F6137 Board sowie den RS232 Pegelwandler erzeugt.

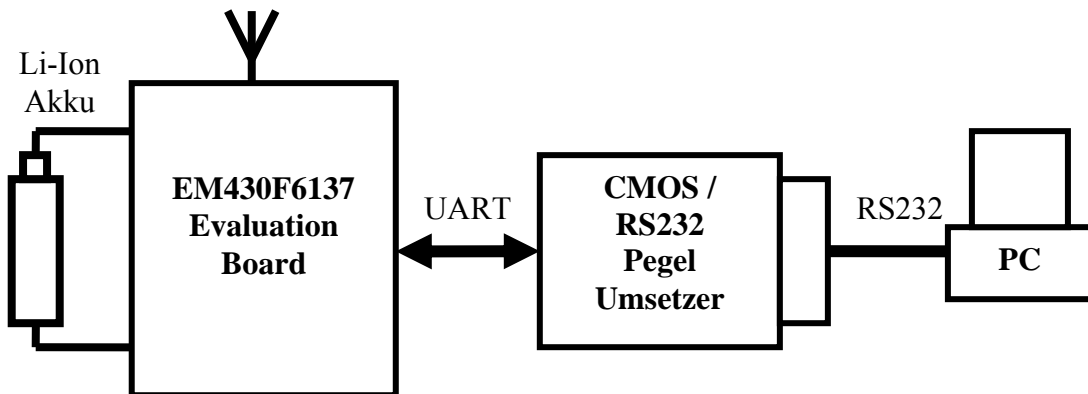


Abbildung 58 – Vereinfachtes Blockschaltbild des RF-Gateway

EM430 Versorgung

An CON12 wird die stabilisierte 3,3V Betriebsspannung angelegt.

Achtung: JP2 muss auf INT platziert werden, da ansonst beim Programmieren die JTAG Spannung belastet wird. An JP3 kann mit einem mA-Meter die Stromaufnahme des Evaluation Board gemessen werden.

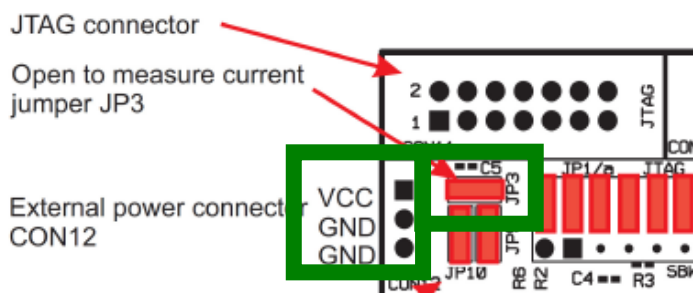


Abbildung 59 - Versorgung und Strommessung am EM430F6137 Evaluation Kit

5.2.1 Position von RXD und TXD

In folgender Abbildung ist der Abgreifpunkt der Pins RXD und TXD am EM430 Evaluation Board erkennbar. An der gezeigten Position wurden Stiftleisten (2.54mm Raster) eingelötet. Mittels Laborkabeln wurde eine elektrische Verbindung zum RS232 Pegelumsetzer hergestellt.

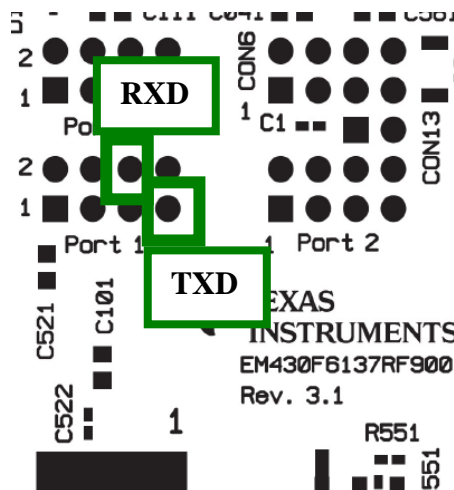


Abbildung 60 - Position von RXD und TXD am EM430F6137 Evaluation Kit

Die folgende Abbildung zeigt den fertig aufgebauten RF-Gateway, sowie die Zusammenschaltung der einzelnen Baugruppen.

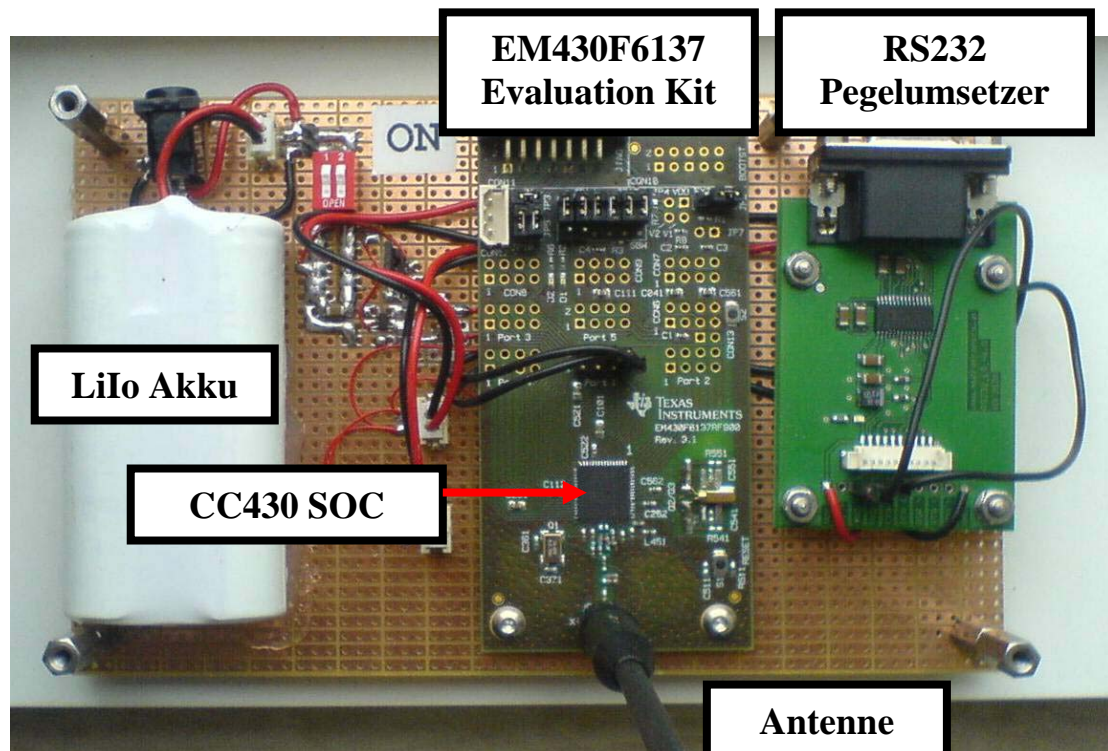


Abbildung 61 - Fertig aufgebauter RF-Gateway

6 Software: Entwicklung - Realisierung

Im folgenden Kapitel werden die besonderen Aspekte des Softwareentwurfs betrachtet, die bei einem Ultra Low Power System beachtet werden müssen.

6.1 *Verwendete IDE und Entwicklungs-Tools*

IDE

Als integrierte Programmierumgebung wurde IAR – Embedded Workbench verwendet. Texas Instruments bietet eine sog. „IAR - Kickstart Version“ mit begrenzter Applikationsgröße (4kB) an. Details hierzu können von folgender Web-Seite bezogen werden: <http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/iar-kickstart.html>

Da der CC430 zu Projektbeginn noch sehr neu war, musste ein spezielles „DLL Patch“ installiert werden, damit die Entwicklungsumgebung den Prozessor erkennt. In der aktuellen IAR - Kickstart Version wird der CC430 schon unterstützt.

Debugger

Als Debugger wurde ein USB → JTAG Programmieradapter der Type MSP430-JTAG-ISO von Olimex benutzt. Dieser Adapter wird von IAR direkt unterstützt, er muss nur einmalig ausgewählt werden. Das Debugging selbst erfolgt „On Target“ durch die IAR Entwicklungsumgebung. Hierzu wird ein Programm in den Prozessor geladen, welches im Einzelschritt- oder Free Run- Modus am Prozessor analysiert werden kann. Die Anzahl der Haltepunkte ist begrenzt durch die Ressourcen der CPU. Ebenso werden von der IDE verschiedene Hilfsmittel zum Debugging angeboten:

- Watch (Variables, Memory, Register)
- Disassembly
- Call Stack
- CPU Register

Es ergeben sich einige unerwünschte Effekte durch den Programmieradapter. Der Ruhestromverbrauch kann z. Bsp. erst gemessen werden, wenn die JTAG Verbindung getrennt wurde (Stromverbrauch der JTAG Schnittstelle). Es ist daher sehr schwierig den Stromverbrauch von Einzelkomponenten genau zu ermitteln.

6.2 CC430 – Allgemeines

Der CC430 besitzt den Prozessorkern eines MSP430 und verfügt daher größtenteils über die gleiche Funktionsweise. Als Addition enthält der CC430 einen RF-Transceiver Core und kann somit als SOC eingestuft werden. Die MSP430 Serie zeichnet sich vor allem durch extrem niedrigen Stromverbrauch bei gutem MIPS aus. MIPS und Stromverbrauch sind bei den MSP430 Prozessoren sehr gut skalierbar.

6.3 CC430 Low Power Modes

Der CC430 besitzt verschiedene Betriebsarten, welche alle einen unterschiedlichen Stromverbrauch zur Folge haben. Im (sog.) AM (Active Mode) bearbeitet die CPU Befehle wie ein normaler Mikroprozessor. Mittels Status Register (SR) kann der Prozessor in einen (sog.) LPM (Low Power Mode) versetzt werden. In der Integrierten Entwicklungsumgebung (IDE) erfolgt dies durch sog. Intrinsics wie z. Bsp.:

- `__low_power_mode_0() ;`
- `_BIS_SR(LPM0_bits) ;`

Hierbei ist zu beachten, dass nach Aufruf dieses Befehls der CPU Takt deaktiviert wird und die Befehlsbearbeitung stoppt. Ein Wakeup kann nur durch Eintreten einer Unterbrechungsanforderung (IRQ) erreicht werden. Die CPU beginnt ihre Befehlsabarbeitung dann am IRQ Vector und führt zunächst die ISR (Interrupt Service Routine) aus. Sofern in der ISR kein LPM Modus aktiviert wird, setzt die CPU nach dem RETI die Programmbearbeitung an der nächsten Anweisung des Hauptprogramms fort. Abhängig vom LPM Modus (0-5) wird bestimmt, welche Komponenten der CPU noch aktiv sind und wie der Wakeup erfolgen kann. Im LPM0 Modus sind noch sehr viele Komponenten aktiv; hingegen ist im LPM5 Modus selbst das interne RAM stromlos geschaltet. Für die Anwendung werden hauptsächlich LPM3 und LPM0 verwendet.

LPM3 ist der sog. RTC Mode. Hierbei läuft nur noch das RTC Modul und löst (sofern konfiguriert) zyklisch IRQs aus. **Der typische Stromverbrauch wird mit 1,7µA angegeben.** Wie bereits erwähnt, kann der Ruhestromverbrauch nur gemessen werden, wenn der Programmieradapter nicht angeschlossen ist. Es wurde daher ein kleines Testprogramm erstellt, welches das minimale Framework enthält. Zunächst werden Taktgenerator und die IOs initialisiert, danach bleibt die Applikation im LPM3 Modus.

Es wird nur mehr die zyklisch auftretende TimerIsr() bearbeitet. Damit wird der Stromverbrauch durch das Framework messbar. Die IOs wurden gemäß dem Datenblatt so initialisiert, dass die niedrigste Stromaufnahme erreicht wird (Direction = Output, State = Low).

Source Code der LPM3 Framework Test Software:

```
/* Initialisiert den ext. Quarz Taktgenerator an XT1
stellt die PLL neu ein auf SYS_CPU_CLK
system timer interval nearest to 16ms */
Sys_Init(SYS_CPU_CLK,16000);

P1OUT = 0x00; P2OUT = 0x00; P3OUT = 0x00; P4OUT = 0x00; P5OUT =
0x00;

P1DIR = 0xFF; P2DIR = 0xFF; P3DIR = 0xFF; P4DIR = 0xFF; P5DIR =
0xFC;

PJOUT = 0x00;
PJDIR = 0xFF;

//Set PMMCORE to Level 0
SetVCore(0);
__low_power_mode_3();
__no_operation();
```

Gemessene Stromaufnahme: (mit System Timer = 16ms):

- 4,4µA bei VCore Level 0
- 7,12µA bei VCore Level 2

Gemessene Stromaufnahme: (mit System Timer = 50ms):

- 3,0µA bei VCore Level 0

Es ist erkennbar, dass der zyklisch auftretende IRQ einen wesentlichen Teil zum Ruhestrom beiträgt. Im besten Fall (50ms Tick, Vcore Level 0) sind es 1.3µA. Es muss darauf geachtet werden, ein möglichst großes Timer Tick Intervall zu verwenden. Ebenso sollte die Kernspannung vor Eintritt in LPM3 auf Level 0 reduziert werden.

CC430 Betriebsmodi⁴⁵

Das folgende Bild stellt die möglichen Betriebszustände des CC430 dar, sowie die Übergangsmöglichkeiten.

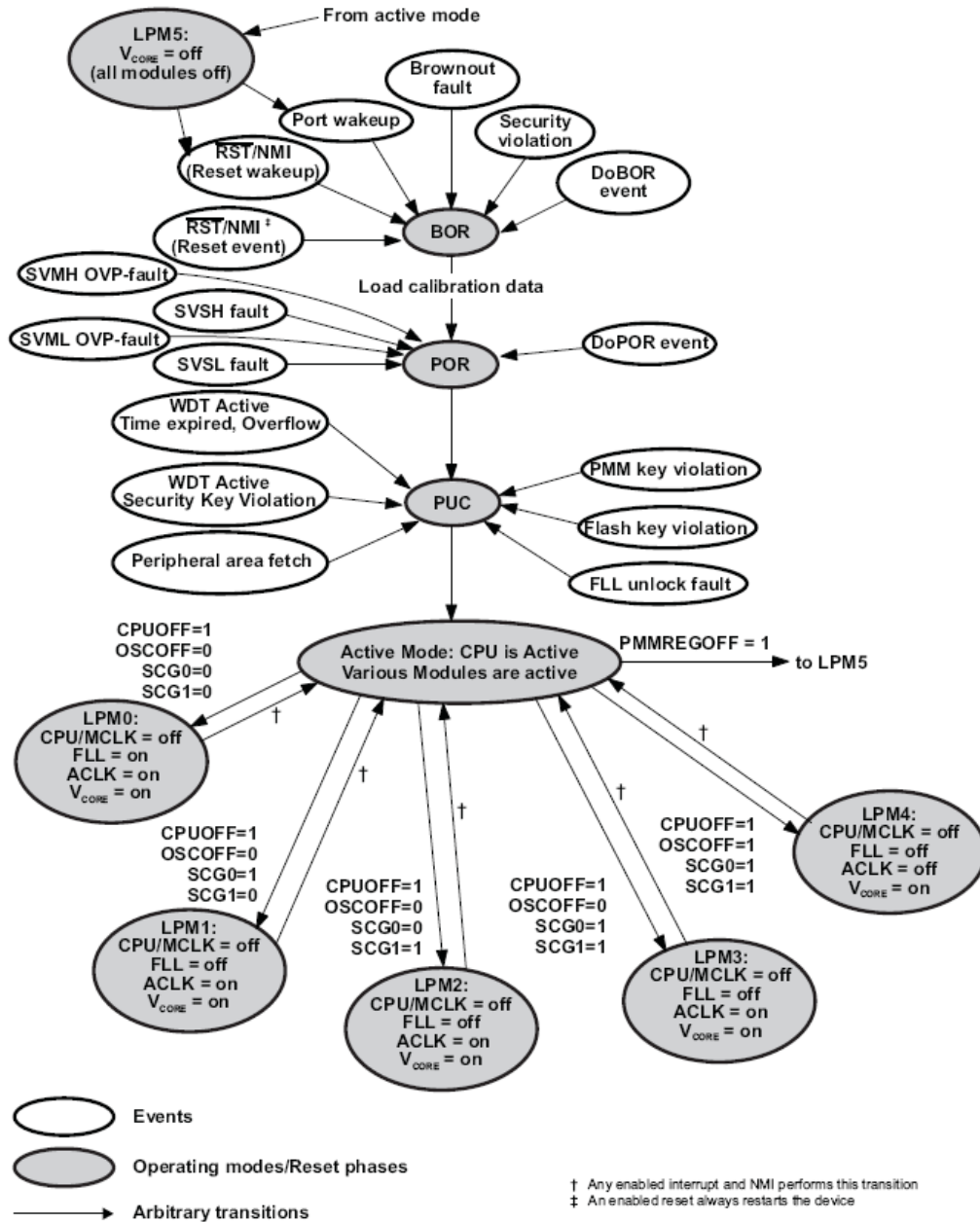


Abbildung 62 - Betriebsmodi des CC430

⁴⁵ Quelle: Datenblatt des CC430F6137 – User Guide

6.4 CC430 Clock Generation

Zu diesem Thema ist zu sagen, dass es äußerst komplex und umfangreich ist. Dies ist darin begründet, dass sich die Anforderungen an einen Prozessor zum Großteil überschneiden.

Zum einen sollen niedrige Taktraten und Stromsparmodi möglich sein. Oft ist es aber auch nötig, für kurze Zeit hohe Verarbeitungsleistungen zur Verfügung zu haben (Verarbeitung von Datenbursts). Andere Anwendung haben die Anforderung, dass die CPU mit möglichst wenig Bauteilen funktionieren muss (interner Oszillator).

Das Blockschaltbild des UCS (Unified Clock System) ist daher äußerst kompliziert, da versucht wird diese einander zum Teil ausschließenden Forderungen zu erfüllen. Im folgenden Abschnitt werden die wesentlichsten Funktionen kurz erörtert.

Kurz gefasst gibt es 5 Taktquellen (Clock Sources). Davon sind 2 extern (XT1 und XT2) und 3 intern.

- XT1CLK (LF Oszillator – typ. mit 32,768kHz Quarz an XT1 Pins)
- VLOCLK (interner Low Power Oszillator – typ. 10kHz)
- REFOCLK (interner LF Oszillator – typ. 32,768kHz)
- DCOCLK (digital kontrollierter Oszillator – erzeugt üblicherweise höhere Taktfrequenzen für die CPU)
- XT2CLK (Oszillator für RF Interface – typ. mit 26MHz Quarz an XT2 Pins)

Des Weiteren gibt es 3 Taktsignale, die vom UCS geliefert werden:

- ACLK (Auxiliary Clock)
- MCLK (Master Clock – für CPU)
- SMCLK (Subsystem Master Clock – z. Bsp. für UART oder AD Umsetzer)

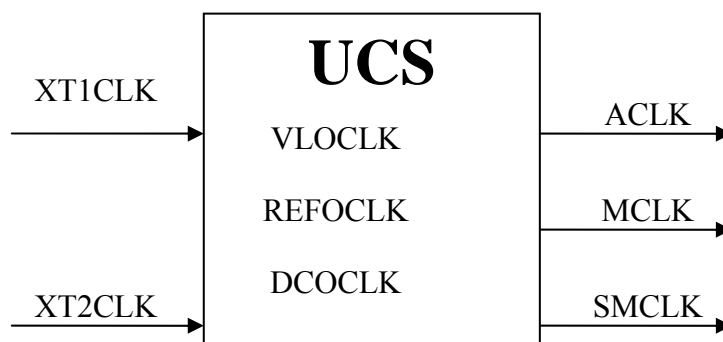


Abbildung 63 - CC430 UCS Modul - vereinfacht

Power On-Verhalten

Nach einem Power On wird XT1CLK als Quelle für die FLL (Frequency Locked Loop) benutzt, aus welcher DCOCLK entsteht. Aus DCOCLK wird in weiterer Folge MCLK und SMCLK erzeugt. Jedoch sind die XT1 Pins auf GPIO geschaltet, daher meldet das UCS sofort einen Fehler und schaltet auf den internen REFOCLK Takt, um das System mit diesem zu betreiben. Diese Vorgänge sind transparent und vom Anwender nicht wahrzunehmen. Durch Auslesen von Registern können Fehlerflags gelesen werden, die zu einer Umschaltung der Taktquelle geführt haben. Prinzipiell spricht nichts gegen den Betrieb mit dem internen Taktgenerator REFOCLK. Die Genauigkeit der Taktrate ist jedoch geringer als beim XT1CLK (Quarz). Die Funktion SysInit() erledigt die Initialisierung des UCS Systems und führt eine Umschaltung von REFOCLK auf XT1CLK mit anschließender Synchronisation der FLL durch, sodass ein DCOCLK von 5MHz entsteht.

6.5 Framework

Im folgenden Abschnitt wird Allgemeines zum eingesetzten Betriebssystem erklärt. Dabei werden die prinzipielle Funktion und Low Power-Erweiterungen sowie ein typischer Programmablauf dargestellt und erörtert. Es wird ein einfaches (minimales) Betriebssystem eingesetzt. Dieses ist selbst geschrieben und bildet eine gute Grundlage für die Erstellung von Low Power-Programmabläufen.

6.5.1 Basis

Die Basis des Frameworks bilden die folgenden zwei Funktionen:

- EventSet():
Legt ein Event in den Event Buffer
- EventGet():
Holt ein Event aus dem Event Buffer. Ist KEIN Event vorhanden, so wird das System blockiert, bis zumindest 1 Event vorhanden ist.
Durch den System Timer Tick wird periodisch das EV_TIMER0 (Timer Tick Event) von EventGet() empfangen.

Die Zeitbasis des Systems wird durch die RTC Einheit generiert, als Taktquelle kommt XT1CLK zum Einsatz. Diese Grundstruktur ist durchaus bekannt und weit verbreitet bei der Programmierung von Mikroprozessorsystemen, da sich mit wenigen Ressourcen ein einfaches Betriebssystem für „Single Tasking“ Anwendungen realisieren lässt.

In der folgenden Abbildung wird der prinzipielle Ablauf des Frameworks erklärt.

Es ist erkennbar, dass EventGet() den Prozessor solange blockiert, bis EventSet() ein Event erzeugt hat (*Event Pending = true*).

EventSet() kann von jeder beliebigen Stelle aufgerufen werden und befüllt einen sog. Eventbuffer. EventGet() entnimmt dem Eventbuffer jeweils 1 Objekt und „verbraucht“ damit das Event. Im Anschluss erfolgt sofort die spezifische Event-Bearbeitung. Der dargestellte Ablaufplan zeigt ebenso ein Erzeuger-Verbraucher Problem. Wird EventSet() zu häufig aufgerufen, so läuft der Eventbuffer über. Dies passiert ebenso, wenn die Eventbearbeitung nach EventGet() zu lange dauert. Der Programmierer hat sicherzustellen, dass keine Event Überlast entsteht.

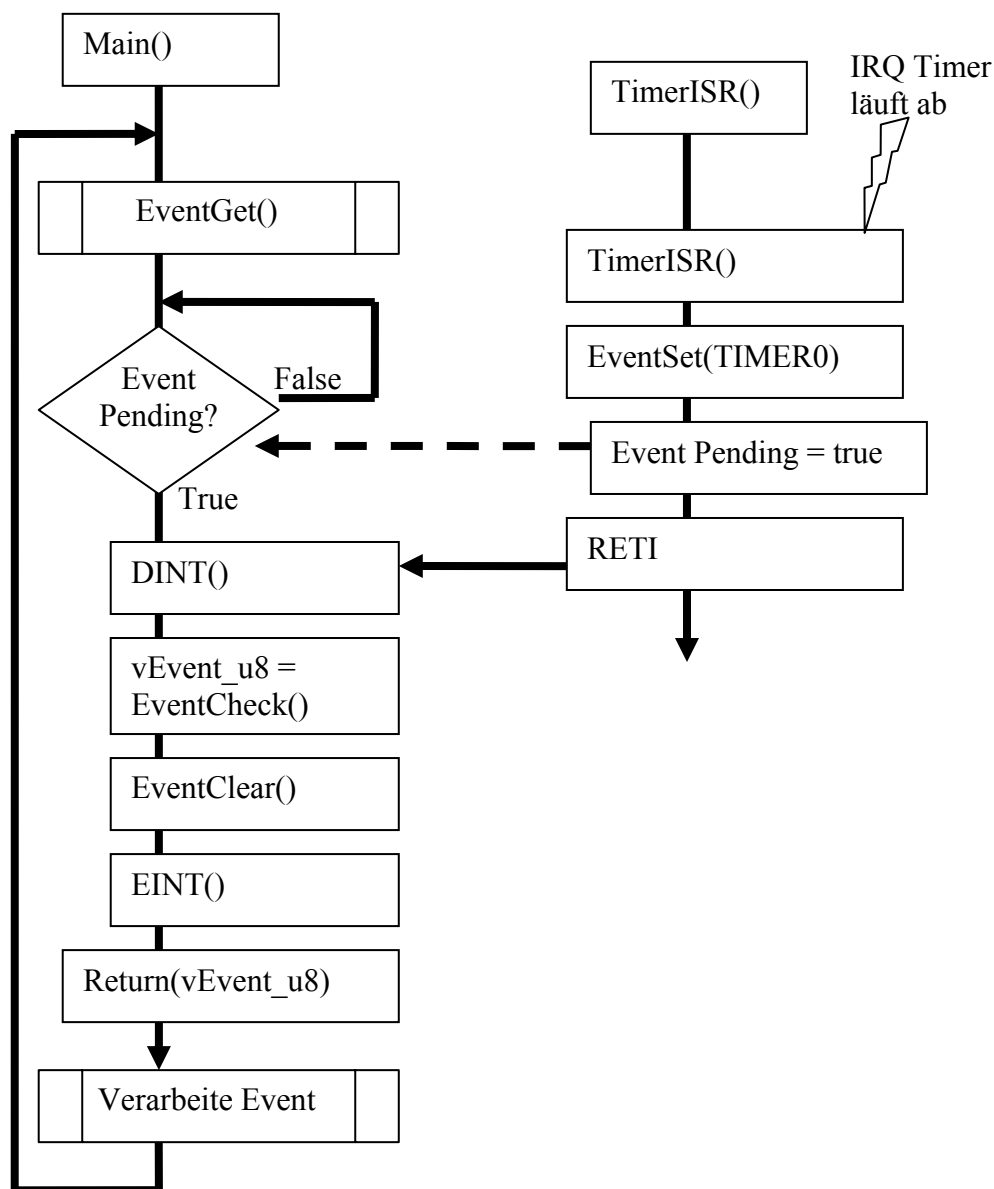


Abbildung 64 - Ablaufdiagramm des eingesetzten Basis Frameworks

Low Power Erweiterungen

Es wird eine spezielle Erweiterung in der EventGet() sowie in der TimerISR() Funktion eingeführt. Die Prüfung „Event Pending?“ wird modifiziert. Anstatt permanent abzuprüfen ob ein Event erzeugt wurde, wird der Prozessor in den LPM3 Modus versetzt. Dies führt dazu, dass die Programmabarbeitung an dieser Stelle stoppt. Wird Der CC430 im LPM3 Modus betrieben, so läuft nur der RTC Timer weiter, und kann Unterbrechungsanforderungen an den Prozessor weitergeben. Mit Eintreten eines IRQ wird der Prozessor aus dem LPM3 automatisch „aufgeweckt“ und in den AM (Active Mode) versetzt. Ein wesentliches Merkmal der Interrup Service Routine ist, dass sie so kurz und einfach als möglich sein muss, da sie zyklisch aufgerufen wird und damit den Stromverbrauch beeinflusst. Im verwendeten Framework werden in der TimerISR nur Software Timer überprüft und ggf. Events an das Betriebs System weitergegeben (Funktion EventSetIrq()).

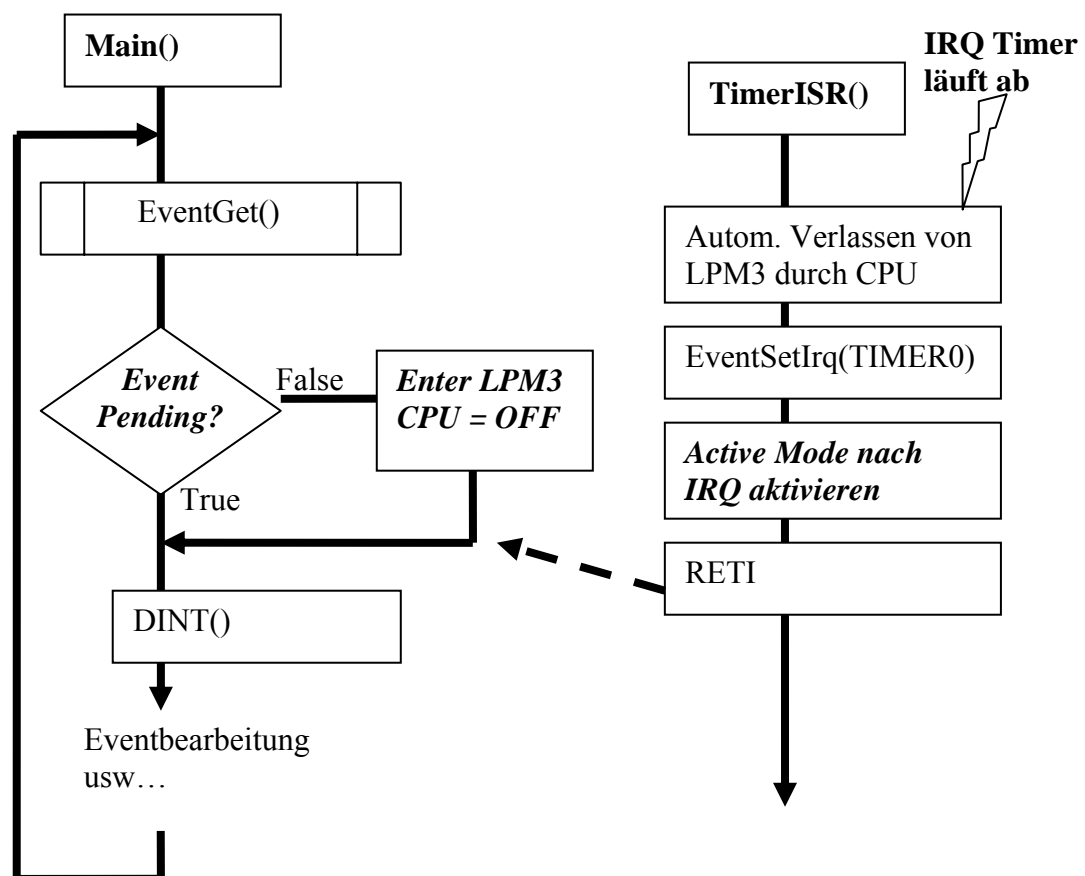


Abbildung 65 - Ablaufdiagramm des Frameworks mit Low Power Erweiterung

Im folgenden Diagramm wird der typische Ablauf der Applikation dargestellt
Die Stromsparphase liegt hier zwischen den fett markierten Punkten:

„**aktiviere LPM3**“ und „**DINT()**“

Der Programmierer einer Low Power Applikation hat darauf zu achten, dass diese
Verweildauer in diesem Abschnitt maximiert ist.

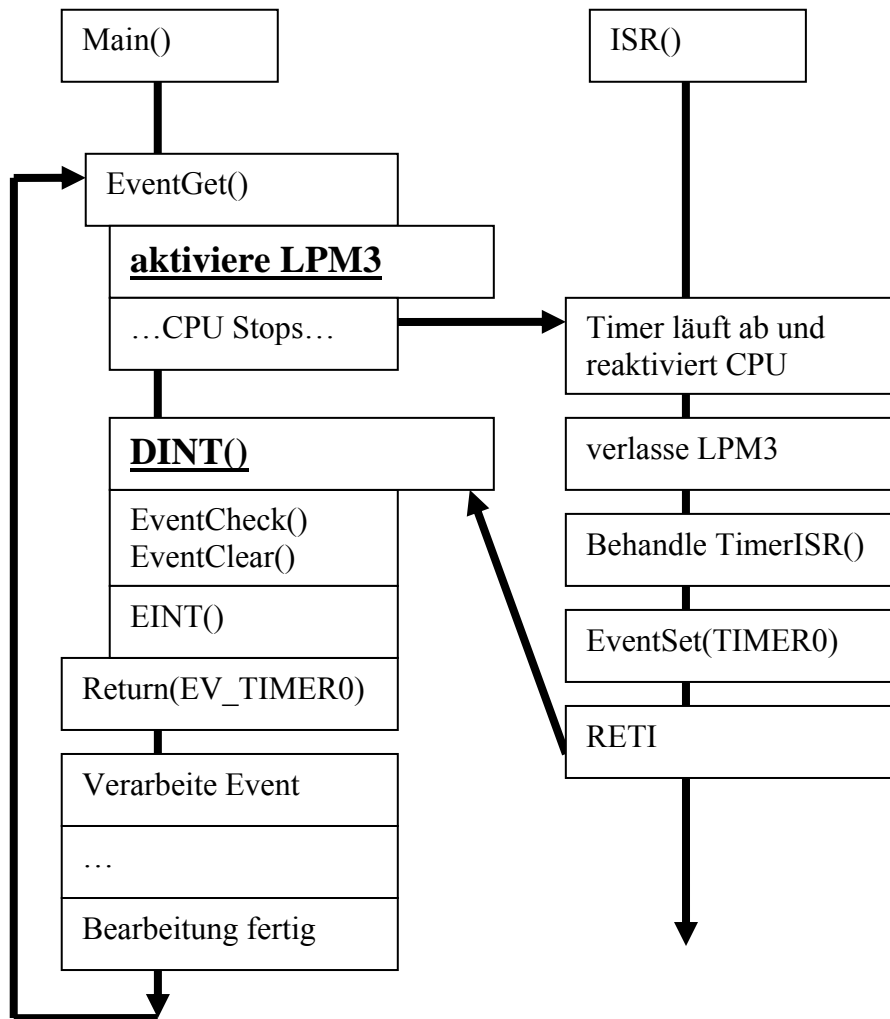


Abbildung 66 - Typischer Programmablauf der CC430 Applikation

Mit dieser Struktur ist es ebenso möglich interruptgesteuerte Übertragungen durchzuführen.

Das entsprechende Peripheriemodul wird aktiviert und die CPU wird deaktiviert. Tritt nun z. Bsp. der TX_COMPLETE Interrupt auf, so wird die CPU automatisch reaktiviert und kann das nächste Datenpaket verschicken lassen. Während der gesamten Übertragungsphase bleibt die CPU deaktiviert. Hierfür ist zu beachten, dass der passende LPM Modus gewählt wird. Im LPM3 läuft nur noch der RTC Block, jedoch keine anderen internen Takte.

6.5.2 Grundstruktur in main()

Das Flussdiagramm stellt den typischen Ablauf des Frameworks dar. Das Programm wartet durch EventGet() auf ein Ereignis. Die Ereignisbearbeitung erfolgt im Anschluss. Diese Struktur bildet ein sog. Single Tasking Betriebssystem. Es kann nur ein Prozess bearbeitet werden.

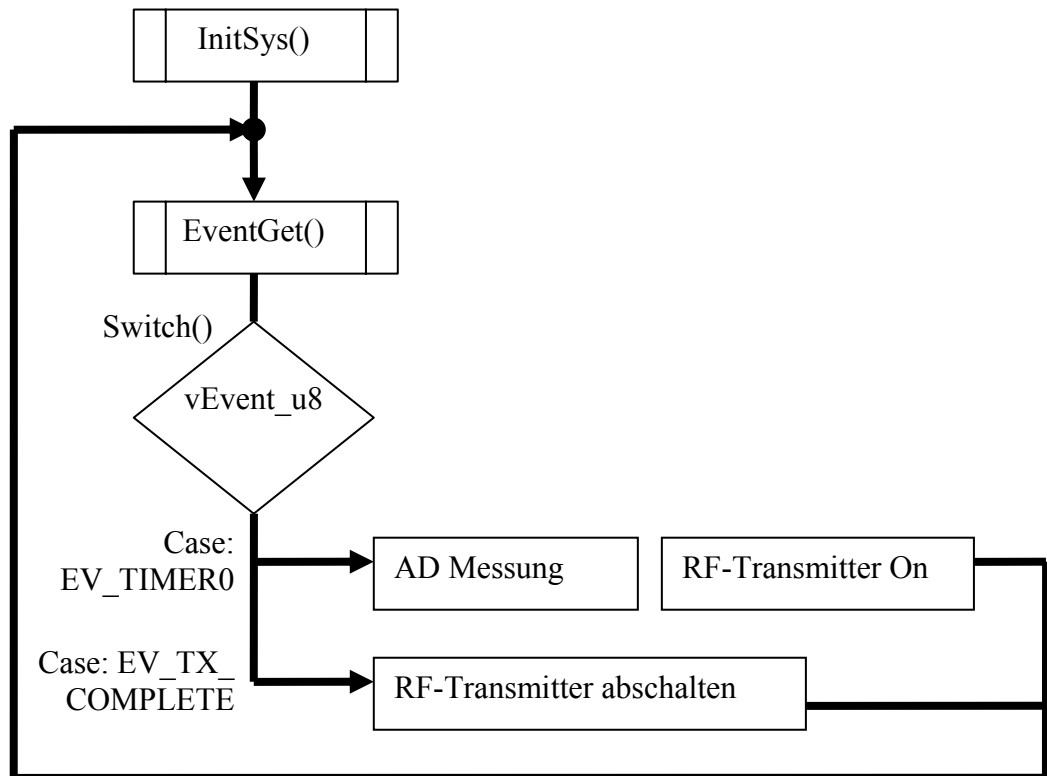


Abbildung 67 - Flussdiagramm der RF-Node - main()

6.6 UART – Simple Serial Protocol

Wie bereits erwähnt, werden die Daten vom RF-Gateway an der seriellen Schnittstelle im CSV Format ausgegeben. Jeder Datensatz enthält eine Start- und Ende-Kennung (STX und ETX). Die Datensatzlänge ist dabei variabel.

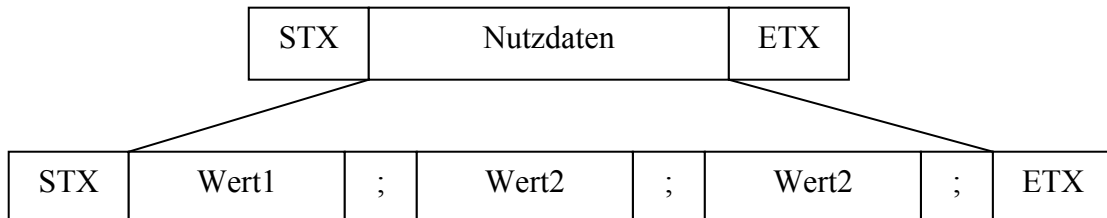


Abbildung 68 - Aufbau des seriellen Übertragungsprotokolls des RF-Gateways

Eine derartige Übertragung ist sehr einfach und relativ fehlerfrei. Es muss allerdings beachtet werden, dass STX und ETX in den Nutzdaten nicht vorkommen dürfen. Für STX und ETX wurden die Werte des ASCII Standard Codes benutzt.

```
#define STX    (0x02)    #define ETX    (0x03)
```

Ist es erforderlich, in den Nutzdaten STX und ETX zu übertragen, so muss ein sog. „Bytestuffing“ (zusätzlich mit ESC Zeichen) verwendet werden. Da der RF-Gateway seine Nutzdaten im Klartext (Plain Text) überträgt, ist dies nicht nötig.

6.7 RF-Node Design

Beim RF-Node kommt das oben erklärte Framework zum Einsatz. Die AD Messung sowie RF Übertragung erfolgen jedoch blockierend und nicht interruptgesteuert. Dies liegt darin begründet, dass die AD Umsetzung sehr schnell durchgeführt werden kann und keinen Interrupt erfordert. Der RF-Transmitter hingegen muss komplett abgeschaltet werden, um einen Stromsparszustand zu erreichen. Wird das RF Frontend im Idle Zustand belassen, so ist die Stromaufnahme noch in der Größenordnung von ~1mA. Das Hardwaredesign des CC430 ist so intelligent, dass zunächst der RF TX Fifo geschrieben werden kann. Im Anschluss kann mittels eines so genannten Kommandos Strobe (RF_STX) zum RF Core die Übertragung ausgelöst werden. XT2 wird automatisch aktiviert und synchronisiert.

In der Applikations-Firmware muss nur noch gewartet werden, bis vom RF Core die Meldung kommt, dass das Datenpaket fertig übertragen wurde. Im Anschluss wird der RF Core wieder komplett deaktiviert (Strobe RF_SXOFF).

Es ist noch zu beachten, dass die Core Spannung auf zumindest Level 2 gesetzt werden muss, um Fehler bei der Übertragung zu verhindern.

Folgendes Flussdiagramm zeigt den prinzipiellen Ablauf der Funktion des RF-Node:

EV_TIMER0 tritt im 5sec Raster ein.

EV_TIMER1 tritt im 10sec Raster ein.

D. h. alle 5 sec werden die Analogkanäle gemessen, alle 10 sec wird eine RF Übertragung durchgeführt. Die Source Code Listings hierzu finden sich im Anhang, sowie auf der beigelegten CD.

Main():

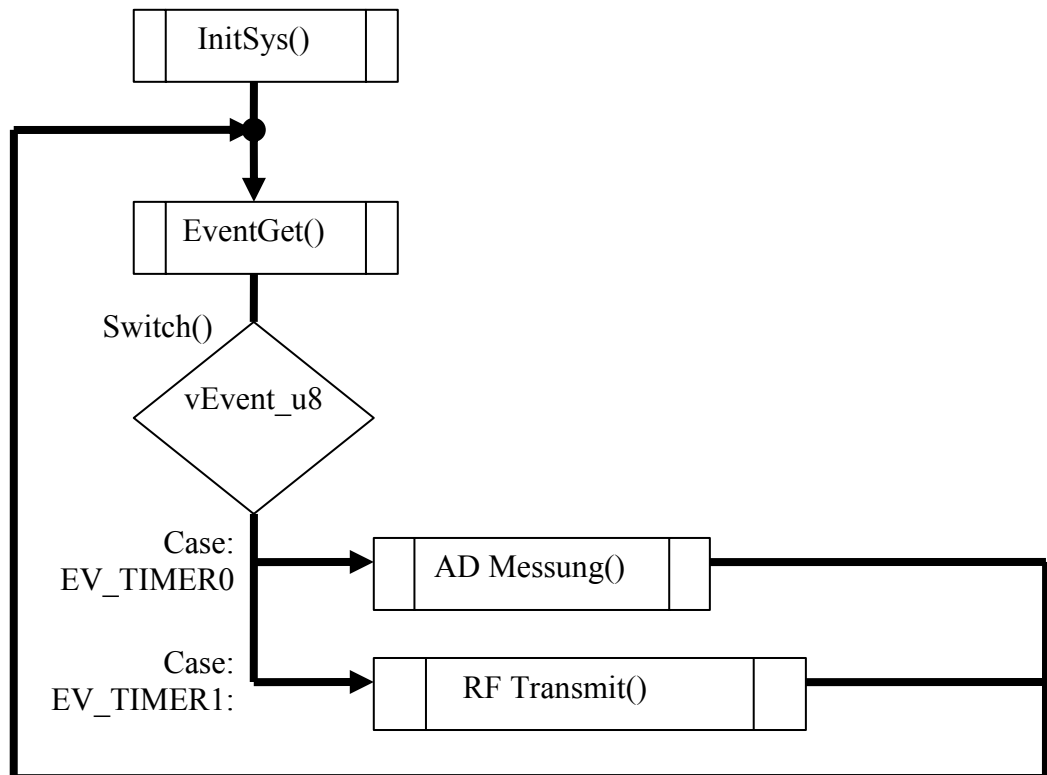


Abbildung 69 - Flussdiagramm der RF-Node – main()

Das folgende Flussdiagramm stellt den Ablauf der AD Messung dar. Hierbei ist zu beachten, dass die Stromverbraucher so kurz als möglich eingeschaltet sind. Anstatt die Messwerte sofort zu berechnen, erfolgt zunächst die AD-Umsetzung. Nachdem ADU und Spannungsteiler deaktiviert sind, werden aus den ADU-Rohmesswerte die realen Messwerte berechnet.

AD Messung():

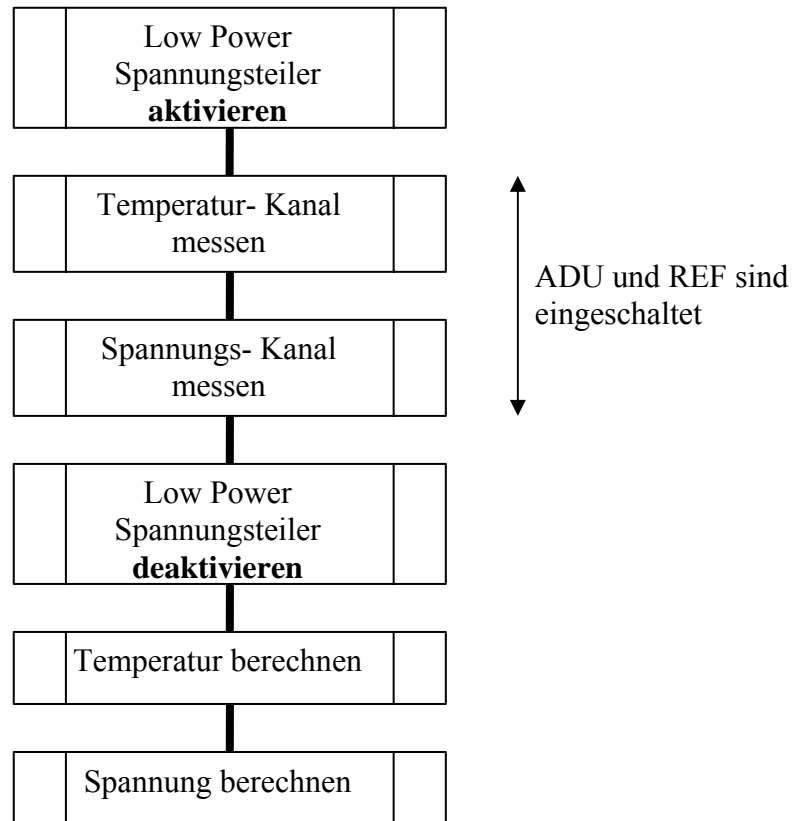


Abbildung 70 - Flussdiagramm der RF-Node – AD Messung()

Das folgende Flussdiagramm stellt den Ablauf der RF Übertragung dar:

Auch hier gilt, die Stromverbraucher nur so kurz als möglich zu aktivieren. Jedoch muss der Transmitter eine mindest Zeit eingeschaltet bleiben, damit das Funk Frame korrekt übertragen wird. Weiters muss die Kernspannung der CPU erhöht werden. Dies ist laut Datenblatt erforderlich, um Fehler in der Übertragung zu vermeiden.

RF Transmit():

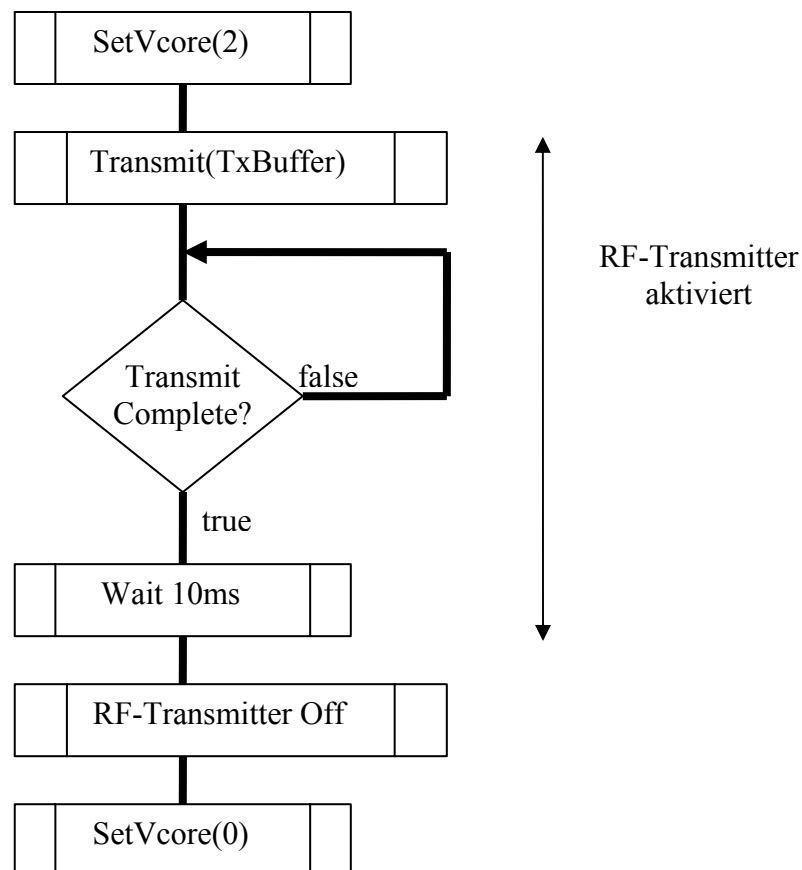


Abbildung 71 - Flussdiagramm der RF-Node – RF Transmit()

6.8 RF-Gateway Design

Der RF-Gateway ist von seiner Softwarestruktur wesentlich einfacher aufgebaut. Die Funktion ist im Wesentlichen darauf beschränkt, dass auf ein RF Frame gewartet wird. Der RF Core ist permanent im Receive Modus, der Hauptprozessor befindet sich im LPM0 Modus. Durch den RF_END_OF_RX Interrupt wird der Empfang eines Pakets erkannt und die Verarbeitung in Main beginnt. Die CPU wird von der ISR in den Aktiv Modus versetzt.

Das Frame wird im Anschluss analysiert und validiert. Die Frame Gültigkeitskennung erfolgt durch Übertragung der CRC8 Prüfsumme, sowie deren Komplement in Byte 0 und Byte 1 (Byte[0] = ~Byte[1] ?).

Die Validierung der Daten erfolgt durch Neu Berechnung der CRC8 Checksumme.
 $\text{CRC8}(\text{Byte}[2 \dots 15]) = \text{Byte}[0]$

CRC8	~CRC8	14 Byte Nutzdaten
------	-------	-------------------

Abbildung 72 - Aufbau des Funkframe

Folgendes Flussdiagramm beschreibt die prinzipielle Funktion des RF-Gateway. Wie bereits erwähnt befindet sich der Hauptprozessor permanent im LPM0 Modus (CPU Off). Die Peripherie Taktquellen für UART und RF-Receiver sind aktiv. Ein Wakeup aus dem LPM0 erfolgt nur durch den RF_END_OF_RX Interrupt, also wenn ein Paket mittels Funkschnittstelle empfangen wurde. Die UART Übertragung läuft nach einmaligem Anstoß im Hintergrund, der Prozessor wird nur aktiv, um jeweils ein Byte im TX Register nachzuladen.

Main(): - RF Gateway

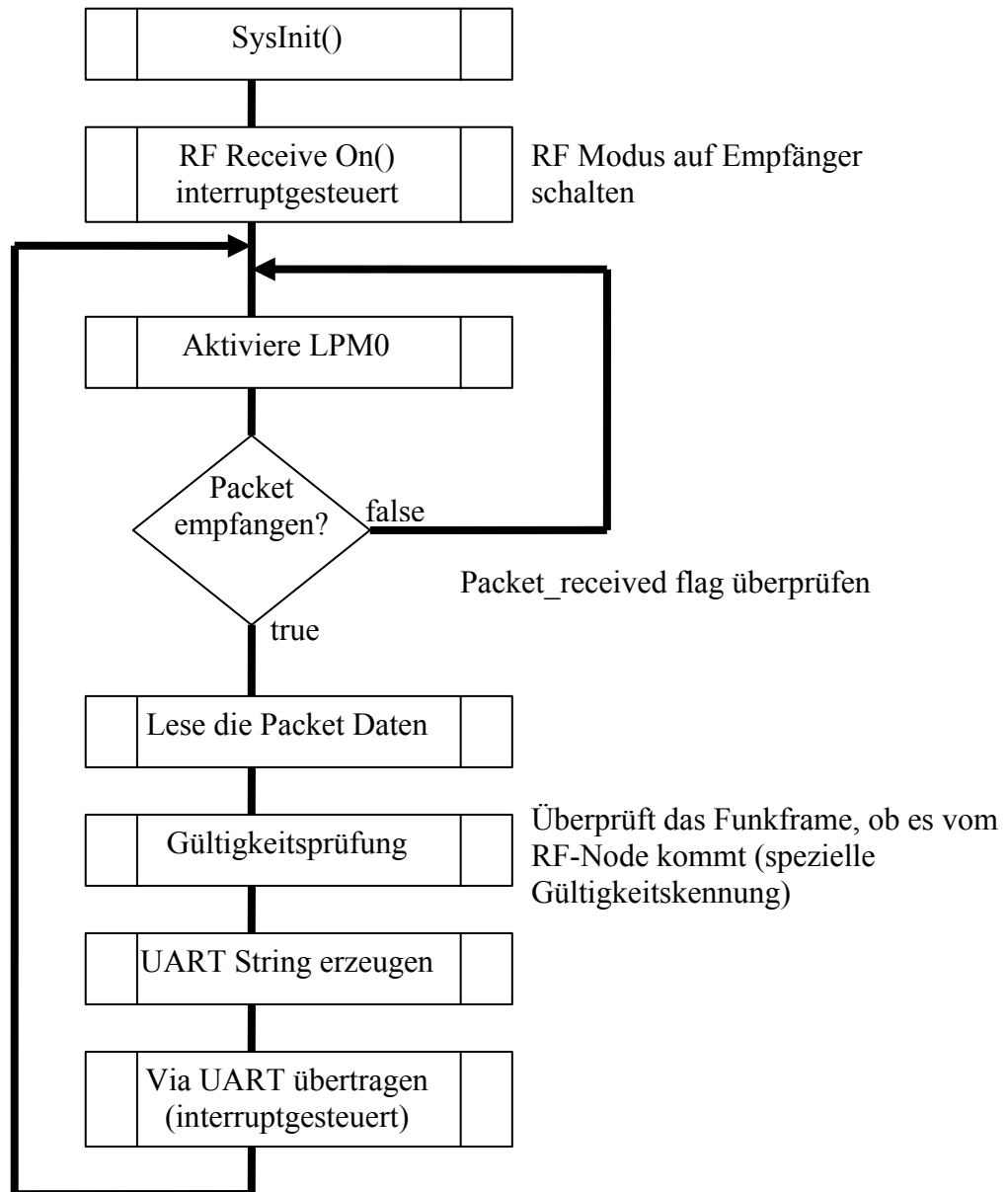


Abbildung 73 - Flussdiagramm des RF-Gateway - Main()

7 Inbetriebnahme / Optimierung

Dieses Kapitel befasst sich mit den aufgetretenen Problemen während der Inbetriebnahme sowie mit den Verbesserungsmöglichkeiten und Optimierungen.

7.1 Aufgetretene Probleme

Im folgenden Abschnitt werden einige der aufgetretenen Probleme kurz erörtert, besonders die Probleme in Bezug auf Firmwareprogrammierung, Elektronikdesign und Hardwareaufbau.

7.1.1 CC430 Inbetriebnahme

Die Erstinbetriebnahme des CC430 Prozessors gestaltete sich als schwierig. Zum Zeitpunkt der Inbetriebnahme war die CPU noch im PREVIEW Status. Es mussten spezielle Updates für die Entwicklungsumgebung vom Hersteller angefordert werden, um ein „On Target Debugging“ zu ermöglichen. Ebenso erschwerte eine Unmenge von (sog.) Erratas (bekannten Fehlern der CPU) die Software-Entwicklung. Das Modul zur Takterzeugung und Verwaltung (UCS) ist äußerst komplex. Ein Verständnis dieses Blockes sowie der Betriebsmodi der CPU ist erforderlich, um Low Power Funktionalität zu erreichen. Die Beschreibung des RF-Transceivers und seiner genauen Funktion sind dem Datenblatt sehr schwierig zu entnehmen.

Aus bisher unbekannten Gründen muss der Transmitter nach der Meldung TX_COMPLETE länger aktiviert bleiben, damit der Receiver das Paket auch wirklich empfängt. Die genaue Kennlinie der CPU-internen Diode zur Temperaturmessung ist noch unbekannt. Die vorhandenen Datenblätter enthalten diesbezüglich widersprüchliche Angaben. Die Kennlinie wurde daher händisch ermittelt.

7.1.2 Inbetriebnahme des Energy-Harvesters und DC/DC-Wandlers

Bei der Inbetriebnahme des Harvesters traten vier Hauptprobleme auf:

- Unzureichender Wärmefluss bedingt durch mechanischen Aufbau
- Ungeeignete DC/DC Wandlung infolge schlechter Impedanzanpassung an den TEG
- Undefinierter Zustand des CC430 Prozessors bei $V_{cc} < 1.8V$
- Schlechte Effizienz des Micropelt TEG, bedingt durch schlechte Impedanzanpassung

7.2 Optimierungsmöglichkeiten – Power On

Großes Optimierungspotential liegt in der Schaltung zur Aktivierung des CC430 Evaluation Boards.

Die Aktivierung der CPU Hauptversorgung wurde durch einen High-Side Schalt Transistor gelöst, welcher durch das Power Good Signal gesteuert wird.

Das Hauptproblem hierbei ist die äußerst geringe Hysterese des P_{GOOD} Signals (<91% Off und >92,5% On) \rightarrow 1.5% Hysterese bei 3.3V V_{CC} \rightarrow in etwa 5mV.

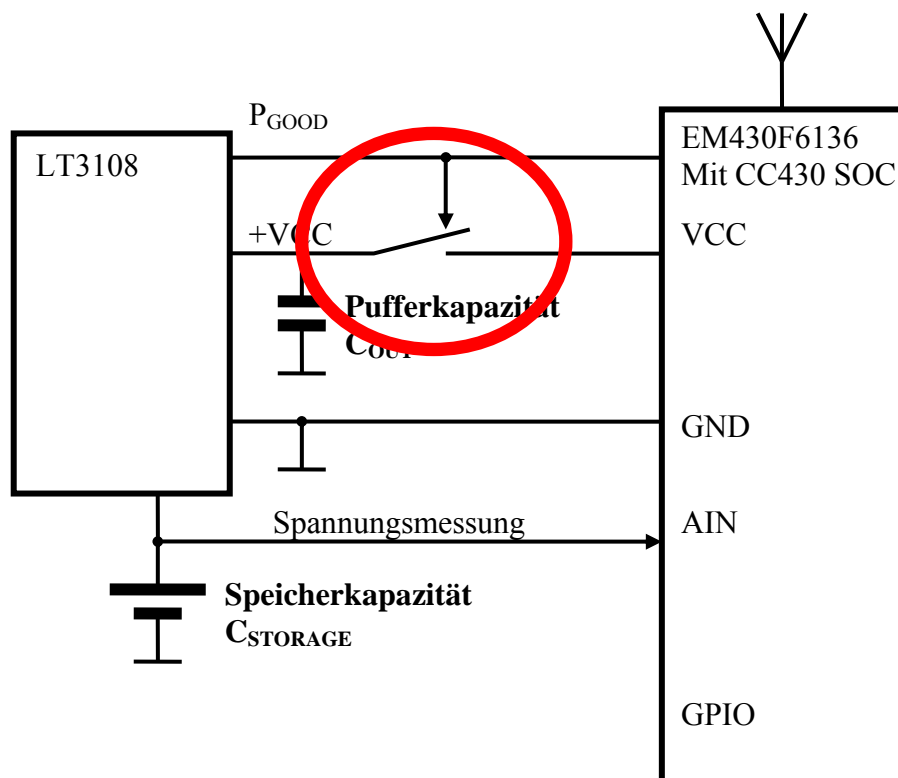


Abbildung 74 - Optimierungsmöglichkeit am RF-Node

Besser geeignet wäre eine Schaltung mit größerer Hysterese (<1.8V Off und >3V On)
 \rightarrow Hysterese von $\sim 1.2V$.

Lösungsmöglichkeit

Linear Technologies hat einen speziellen IC entwickelt (LT1540), mit dessen Hilfe Spannungen überwacht werden können. Besonders hilfreich ist der eingebaute Interne Referenzspannungs-Generator. Die geringe Stromaufnahme von $<1\mu\text{A}$ macht einen Einsatz im Energy-Harvesting System möglich. Wichtig ist hierbei, dass die Schaltung korrekt berechnet wird, um die richtigen Umschaltunkte zu erreichen. Das Datenblatt des LT1540 enthält einige Berechnungsbeispiele. Mit dem Simulationsprogramm LT Spice, können die ermittelten Werte sehr einfach getestet werden. Hierzu wird eine Spannungsquelle dazu konfiguriert, eine steigende und eine fallende Spannungsrampe zu erzeugen. Mittels einer (sog.) „Transienten Analyse“ kann das Zeitverhalten der Schaltung sehr einfach simuliert werden.

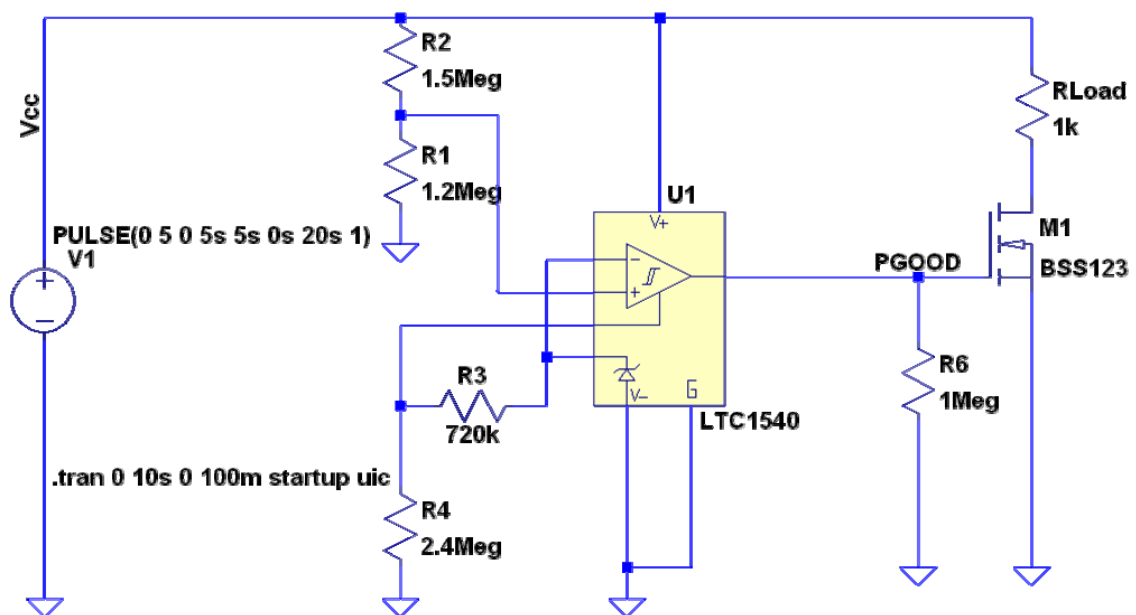


Abbildung 75 - Alternative Spannungsüberwachung mit LTC1540

Simulationsergebnis

Die blaue Kennlinie stellt die bereits erwähnte Spannungsrampe dar.

Die grüne Kennlinie stellt das PGOOD Signal dar.

Hier ist sehr schön die gewünschte Hysterese erkennbar (1.9V und 3.2V).

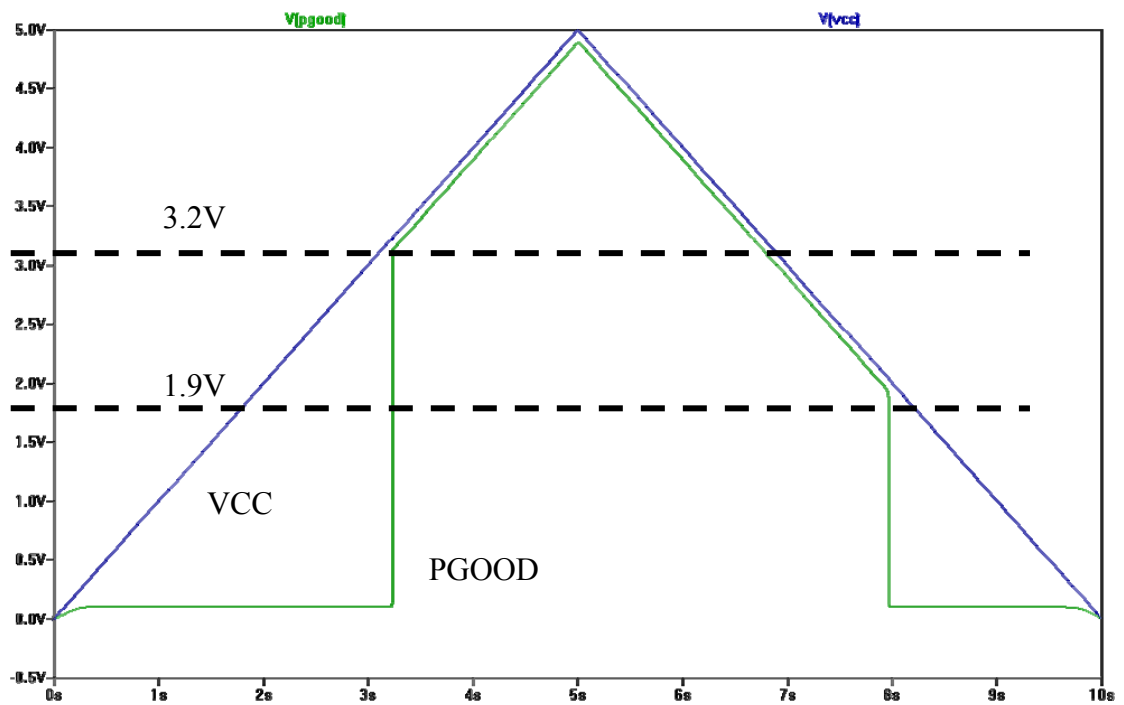


Abbildung 76 - Hysterese mit LT1540 Spannungsüberwachung

8 Zusammenfassung der Ergebnisse und Ausblick

Im folgenden Abschnitt werden die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst, ebenso wird ein Ausblick auf den möglichen wirtschaftlichen Einsatz von Energy-Harvesting-Systemen gegeben.

8.1 Zusammenfassung der Ergebnisse

Die Realisierung eines Energy-Harvesting Systems mit RF Datenübertragung ist nach aktuellem Stand der Technik durchaus realisierbar. Es gibt geeignete Prozessoren, DC/DC Wandler sowie Energiespeicher und Generatoren. Texas Instruments, Linear Technologies, Atmel, Micropelt und ST Microelectronics haben bereits geeignete Produkte für Energy-Harvesting-Anwendung im Programm. Der nötige Entwicklungsaufwand ist um einiges größer als bei einem äquivalenten batteriebetriebenen System. Vor allem bei der Softwareentwicklung müssen bereits zu Beginn klare Restriktionen bezüglich dem Stromverbrauch und maximaler Übertragungsdauer gesetzt werden. Zusätzliche Funktionen und Features lassen sich im Nachhinein nur schwierig hinzufügen, da nur eine begrenzte Menge an elektrischer Energie zur Verfügung steht. Ebenso darf das mechanische Design nicht unterschätzt werden. Beim Aufbau eines thermoelektrischen Generators muss darauf geachtet werden, dass kein „thermischer Kurzschluss“ entsteht – es muss ausreichend thermische Isolation zwischen Hot und Cold Seite vorhanden sein. Ebenso wichtig ist die thermische Kopplung der Wärmequelle an den Generator sowie die Kopplung der Kühlrippe. Hier ist auf äußerst geringe thermische Widerstände zu achten.

8.2 Ausblick – Betrachtung der Wirtschaftlichkeit

Verglichen mit batteriebetriebenen Systemen ist der Materialaufwand bei einem Energy-Harvesting-System in jedem Fall deutlich höher, da zusätzlich ein DC/DC-Wandler sowie zumindest ein Energiespeicher erforderlich sind. Eine wirtschaftliche Einsatzmöglichkeit eines Harvesting-Systems wird nur in sehr wenigen Fällen möglich sein.

Einsatz im industriellen Umfeld

Im Industriellen Umfeld ist oft eine zyklische Übertragung gefordert, um sicherzustellen dass die entsprechende Sonde noch funktioniert. Hier kann ein Harvesting-System sehr

schnell an seine Grenzen stoßen. Soll zum Beispiel ein Hochspannungs- Leiterseil überwacht werden, auf welchem kein Strom fließt, wird ein Elektromagnetischer Harvester keinen Ertrag bringen. Bei einem guten Elektronik/Firmware Design und geringem Stromverbrauch einer Sonde wird es in vielen Fällen wirtschaftlich günstiger sein, Lithium Primärbatterien zu verwenden, da die Herstellungs- und Materialkosten deutlich geringer ausfallen. Hiermit gewinnt man den großen Vorteil, dass die Gerätefunktion bis zur Zerstörung der Sonde oder Entleerung der Batterie sicher gewährleistet ist.

Einsatz im kommerziellen Umfeld

Ein Einsatz von Energy-Harvesting-Systemen im kommerziellen Umfeld wird auch sehr schwierig werden, da dieser Markt größtenteils durch Low Cost Produkte regiert wird. Die Firma EnOcean hat sich ja bereits durch seine draht- und batterielosen Funkschalter im Bereich der Gebäudeautomation einen Namen gemacht. Die Investitionskosten sind auch hier höher als bei Funkschaltern mit Batterie.

Laufzeitbetrachtungen

Bei einer rechnerischen Laufzeit von 5 Jahren einer batteriebetriebenen Applikation (z. Bsp. Funkschalter) ist mit dem geringeren Wartungsaufwand eines Harvesting-Systems nicht viel zu gewinnen. In der heutigen Zeit sind sehr viele Systeme derart kurzlebig, dass manchmal bereits nach 5 Jahren keine Ersatzteile mehr verfügbar sind und die Technologie veraltet ist.

8.3 Ausblick – Hybride Systeme

Einen denkbaren Einsatz im industriellen Umfeld würde es für hybride Systeme geben. Damit sind Systeme gemeint, welche primär von einer Lithiumbatterie versorgt werden, jedoch über einen zusätzlichen Harvester verfügen. Die Laufzeit wird durch die Lithiumbatterie bestimmt. Wird der Harvester aktiv, so geht das Gerät in einen aktiven Zustand, in welchem z. Bsp. zusätzliche Sensoren ausgewertet werden können oder ein „Online Modus“ verfügbar wird. Beim Ausfall der Zusatzenergie fällt das Gerät in einen Standby-Zustand zurück, in welchem nur noch die Primärsensorik sowie die Funkübertragung funktionieren. Denkbar wäre auch eine „Laufzeitverlängerung“ durch den Harvester.

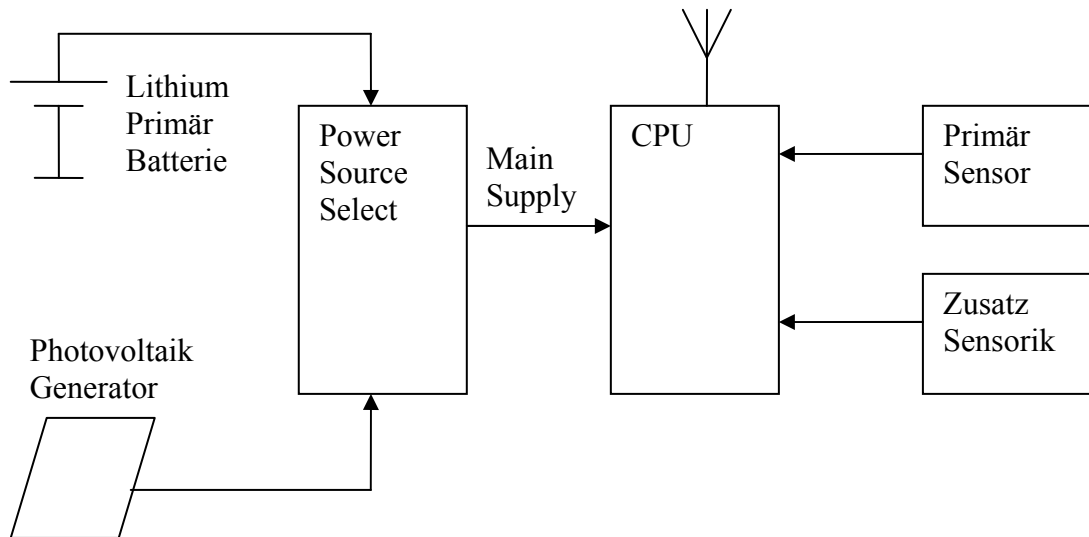


Abbildung 77 - Blockschaltbild eines Hybriden Energy-Harvesting-Systems

9 Anlagen

In den Anlagen befinden sich eine Übersicht der Datei- und Ordnerstruktur der abgegebenen CD. Ebenso sind Source Code Listings enthalten, welche zu den Flussdiagrammen aus Kapitel 6 – Firmware gehören.

9.1 Gliederung der CD

Die Gliederung der Dokumentations-CD ist sehr simpel. Im Wurzelverzeichnis befindet sich ebenso eine Übersicht über die Ordnerstruktur.

Folgende Ordner befinden sich im Wurzelverzeichnis:

- **Datenblätter**
Dieser Ordner enthält alle verwendeten Datenblätter und Design Guidelines sowie Handbücher, sortiert nach dem jeweiligen Hersteller.
- **Dokumentation**
Dieser Ordner enthält die Diplomarbeit sowie die Aufgabenstellung im Word 2003- sowie Adobe PDF Format. Im Unterordner Fotos befinden sich Bilder von den Testaufbauten.
- **Entwicklungs Tools**
Dieser Ordner enthält die verwendeten Entwicklungstools (IAR Kickstart IDE) sowie den Driver für den Programmieradapter. Ebenso sind noch Updates für die Entwicklungsumgebung (DLL Patch) enthalten. Beim Download einer aktuellen Version ist das Patch nicht notwendig
- **Firmware**
Dieser Ordner enthält die Source Codes der Mikrocontroller Firmware für RF-Node und RF-Gateway im komprimierten Format. Nach dem Entpacken auf der lokalen Festplatte wird durch einen Doppelklick auf die .eww Datei der Workspace des jeweiligen Projektes in IAR geöffnet.
- **Quellen**
Dieser Ordner enthält Downloads von Internet Seiten sowie Scans aus Büchern.
- **Spice Simulationen**
Dieser Ordner enthält alle durchgeführten Simulationen in LT-Spice, sowie die Entwicklungsumgebung LT-Spice IV.

9.2 Source Code Auszüge

Auszug aus Main() - RF-Node:

```
while (1)
{
    u8 vEvent_u8;

    /* wait for any event */
    vEvent_u8 = Sys_EventGet(EV_NONE);

    switch(vEvent_u8)
    case EV_TIMER0:
    {
        //Analog Messung durchführen, RF Übertragung starten...
    }
    Case EV_TX_COMPLETE:
    {
        //RF-Transmitter abschalten...
    }
}
```

Auszug aus EventGet() - RF-Node:

```
/* wait for event */
_DINT();
while( !(svSys_Vars_s.vEventsPending_u32 & vMask_u32) )
{
    /* set cpu to sleep mode */
    /* LPM3 */
    _BIS_SR(GIE | LPM3_bits);
    __no_operation();

    /* now cpu is waiting until some irq reactivates it */
    _DINT();
}
```

Auszug aus EventSetIrq() - RF-Node:

```
if(vEvent_u8)
{
    /* set event */
    svSys_Vars_s.vEventsPending_u32 |= 1UL << (vEvent_u8-1);
    /* reactivate cpu in case its not running */
    _BIC_SR_IRQ(LPM3_bits);
}
```

Auszug aus RF Transmit() - RF-Node

```
// Increase PMMCOREV level to 2 in order to avoid low voltage
// error when the RF core is enabled
SetVCore(2);

//Initiate Transmission - Strobe RF_TX
Transmit( (unsigned char*)TxBuffer, sizeof TxBuffer);

//Manual Wait for TX Complete
while(RF1AIFG & BIT9);

//Mindestens 10ms warten vor Modus Wechsel und LPM3
Sys_DelayUS(10000);

//Change from Idle to Sleep State
Strobe(RF_SXOFF);

//decrease VCore - Power Save
SetVCore(0);
```

Auszug aus AD Messung() - RF-Node

```
//Voltage Divider aktivieren
VOLTAGE_DIVIDER_ON;

//Analog Messwerte abtasten
vTemp_f32 = ADC_Value2mV(ADC_ConvertSingle(ADC_TEMPERATURE_CH));

vVolt_f32 = ADC_Value2mV(ADC_ConvertSingle(ADC_VOLTAGE_CH));

//Voltage Divider deaktivieren
VOLTAGE_DIVIDER_OFF;

/* calculate sensor characteristic */
vTemp_f32 = (vTemp_f32 - 580.0f)/2.4f;
vTemp_f32 -= 50.0;

/*
Spannung ausrechnen
680k und 270k Spannungsteiler
--> (volt / 270) * (680+270) = volt * (680+270)/270 = volt * 3,518
*/
vVolt_f32 *= 3.518f;
```


Auszug aus main() - RF-Gateway

```
ReceiveOn();
//Wait for RX status to be reached
while((Strobe(RF_SNOP) & 0x70) != 0x10);

while (1)
{
    __bis_SR_register( LPM0_bits + GIE );
    __no_operation();

    if(packetReceived)
    {
        ReadBurstReg(RF_RXFIFORD, (unsigned char*) RxBuffer,
RxBufferLength);
        /* Lese RSSI Wert */

        bRSSI = ReadSingleReg(RSSI);
        //Berechne RSSI
        ...

        //Überprüfe ob das Frame gültig ist Byte 0 ist das
        inverse von Byte 1
        checksum = RxBuffer[0];
        inv_checksum = ~RxBuffer[1];
        ...

        //Erzeuge die Nachricht im CSV Format mit STX + ETX
        cUartMessage[0] = STX;
        sprintf(&cUartMessage[1], "Cnt: %04d; Temp: %.2f; Volt: %.2f;
RSSI: %03d;", u16_Cnt, f32_Temp, f32_Volt, iRSSI_dBm);
        cStrLen = strlen(cUartMessage);

        cUartMessage[cStrLen] = ETX;
        cUartMessage[cStrLen+1] = '\n';
        cUartMessage[cStrLen+2] = '\r';

        cStrLen = strlen(cUartMessage);
        Uart0WriteEx(&cUartMessage[0], cStrLen);

        packetReceived = 0;
    }
}
```

10 Literaturverzeichnis

(1)

Kanoun Olfa, Wallaschek Jörg (Hrsg.), 32 Mitautoren
Energy-Harvesting – Grundlagen und Praxis energieautarker Systeme
Renningen: expert verlag, 2008
ISBN: 978-3-8169-2789-1

(2)

Ulrich Freyer
Nachrichten Übertragungstechnik – Grundlagen, Komponenten, Verfahren und Systeme
der Telekommunikationstechnik, 4. Auflage
Carl Hanser Verlag München Wien, 2000
ISBN: 3-446-21407-0

(3)

Ulrich Titze, Christian Schenk
Halbleiter-Schaltungstechnik, 11. Auflage
Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1999
ISBN:3-540-64192-0

(4)

Erwin Böhmer
Elemente der angewandten Elektronik, 12. Auflage
Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft m.b.H, Braunschweig / Wiesbaden, 2000
ISBN: 3-528-14090-9

(5)

Benz Heinks
Tabellenbuch Elektronik, 1. Auflage
Kieser Verlag, 86356 Neusäß, 1998
ISBN: 3-8242-2055-5

(6) Linear Technologies – Datenblatt des LT3108 vom 11.02.2010

<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/3108f.pdf>

(7) Linear Technologies – Datenblatt des LT3588-1 vom 22.01.2010

<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/35881f.pdf>

(8) Linear Technologies – Datenblatt des LTC1540-F vom 05.03.2010

<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1540fas.pdf>

(9) Quick Cool - Erläuterungen über Peltier Elemente vom 22.01.2010

<http://www.quick-cool-bibliothek.de/download/Erlaeuterung-zu-Peltierelementen.pdf>

(10) Quick Cool - Funktion von Thermogeneratoren vom 14.03.2010

<http://www.quick-cool-bibliothek.de/download/Thermogenerator-Funktion.pdf>

(11) Marlow Industries - TEC DT12-8 vom 04.03.2010

<http://www.mantech.co.za/Datasheets/Products/DT12-8.pdf>

(12) Micropelt - TEG MPG-D602 MPG-D751 vom 09.10.2009

http://www.micropelt.com/down/datasheet_mpg_d602_d751.pdf

(13) Micropelt - Modular TEG Evaluation System TE Power Plus

http://www.micropelt.com/down/datasheet_te_power_plus.pdf

(14) Micropelt - TE PowerBolt vom 14.03.2010

http://www.micropelt.com/down/power_bolt_engl.pdf

(15) Microchip - Introduction to XLP vom 14.03.2010

<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01267a.pdf>

(16) Microchip - Datenblatt des PIC24F16KA102 Family Data Sheet vom 14.03.2010

http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/PIC24F16KA102_Family_datasheet_39927b.pdf

(17) Atmel – Datenblatt des AT86RF121 SOC (ATMEL) vom 14.03.2010

http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc8168.pdf

(18) Texas Instruments - Design Guide for Low Power RF (TI) vom 22.01.2010

<http://focus.ti.com/lit/sg/slya020/slya020.pdf>

(19) Texas Instruments - Selection Guide for Low Power RF (TI) vom 21.09.2009

<http://focus.ti.com/lit/sg/slab052b/slab052b.pdf>

- (20) Texas Instruments - Antenna Selection Guide (TI) vom 21.10.2009
<http://focus.ti.com/lit/an/swra161a/swra161a.pdf>
- (21) Texas Instruments - CC430 Family User Guide vom 21.09.2009
<http://focus.ti.com/lit/ug/slau259/slau259.pdf>
- (22) Texas Instruments - CC430 Electrical Specification (CC430F6137) vom 21.02.2010
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/cc430f6137.pdf>
- (23) Texas Instruments - EZ430 Chronos Development Tool vom 14.03.2010
<http://focus.ti.com/lit/ug/slau292/slau292.pdf>
- (24) Texas Instruments – Energy-Harvesting Übersicht vom 18.04.2010
http://www.ti.com/corp/docs/landing/cc430/graphics/slyy018_20081031.pdf
- (25) EnOcean - PTM200 User Manual (EnOcean) vom 22.01.2010
http://www.enocean.com/de/enOcean_module/PTM_200_User_Manual_V1.30_01.pdf/
- (26) Elektronik Kompendium - Goldcap Kondensatoren vom 10.04.2010
<http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0208301.htm>
- (27) Wikipedia - Li-Ion Akkumulatoren vom 10.04.2010
<http://de.wikipedia.org/wiki/Lithium-Ionen-Akkumulator>
- (28) Cap-XX – Datenblatt von Cap-XX Supercaps vom 11.04.2010
http://www.cap-xx.com/resources/prodspecs/CAP-XX_G_Series_Product_Bulletin_v9.01.pdf
- (29) Florian Deinert - Mathematische Simulation Drahtloser Netzwerke vom 18.04.2010
<http://cst.mi.fu-berlin.de/teaching/SS06/19554-S-TI/Florian%20Deinert%20-%20Mathematische%20Modelle%20zur%20Wellenausbreitung%20fuer%20die%20Simulation%20drahtloser%20Netze.pdf>

11 Erklärung zur selbständigen Anfertigung

Ich erkläre, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig und nur unter
Verwendung
der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe.

Bearbeitungsort, Datum

Unterschrift